SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

11

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Novembre / Dicembre 1966

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

E' SUFFICENTE QUESTA

PICCOLA MACCHINA

PER ESSERE

PRIMA E MEGLIO INFORMATI

DEGLI ALTRI

USATELA DUNQUE
PER RIEMPIRE
IL MODULO DI C.C. POSTALE
ALLEGATO
A QUESTO FASCICOLO
ED ABBONARVI COSÌ
A « SELEZIONE RADIO-TV »
PER IL 1967
INOLTRE
RICEVERETE IN OMAGGIO
UN MAGNIFICO VOLUME
TECNICO
« TV REPLACEMENT GUIDE »
ESTRATTO DAGLI SCHEMARI
DELLE MAGGIORI
CASE ITALIANE
COSTRUTTRICI DI TELEVISORI

ABBONAMENTO
PIÙ OMAGGIO
FINO AL 31/12/'66
LIRE 3.900

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 µA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!
Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.
Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.
Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.
IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

INSUPERABILE!

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO
eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori
LIRE 10.500 !!
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna
omaggio del relativo astuccio !!!

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18
MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a 25.000 Volts c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo prezzo netto è di Lire 2.900 franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata.
Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.
Prezzo netto Lire 3.980 franco ns. stabilimento.

Amperometro a tenaglia — Amperclamp

PER MISURE SU CONDUTTORI NUDI O ISOLATI FINO AL DIAMETRO DI mm 36 O SU BARRE FINO A mm 41 x 12

MINIMO PESO: SOLO 290 GRAMMI. ANTIURTO

* 6 PORTATE TUTTE CON PRECISIONE SUPERIORE AL 3 PER 100

MINIMO INGOMBRO mm 128 x 65 x 30 TASCABILE!

2,5 - 10
25 - 100
250 - 500
AMPERES C.A.

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900
franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900!
Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni.
Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.

N. 11 Novembre 1966

SOMMARIO

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Piazza Castello, 22 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 11 novembre 1966
rivista mensile edita per la divulgazione dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
S. Donato Milanese
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400
numero arretrato L. 800
Abbonamento annuo L. 4.000
per l'Estero L. 7.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
essi possono essere effettuati
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.

DUE SISTEMI DI TRASMISSIONE DEL COLORE A CONFRONTO: NTSC-PAL

Parte III

Termina con questo numero, questa interessante disamina dei due noti sistemi di trasmissione del colore. Il PAL ne esce vittorioso ed è per questo motivo che in tutti quei paesi nei quali le « cose tecniche » vengono giudicate con il cervello e non con la passione politica, esso è stato prontamente adottato.

Il ricevitore NTSC si potrebbe ormai ritenere perfettamente definito.

Il ricevitore PAL per la parte decodificatore è ancora in fase di elaborazione. La Telefunken ha fornito delle piastrine aggiuntive in modo da rendere i ricevitori americani RCA CTC 15 in grado di ricevere anche il sistema PAL.

Il Laboratorio Ricerche della RAI (Bibl. 9), * ha sviluppato un circuito atto a sostituire integralmente la parte di decodificazione del ricevitore RCA CTC 15, che è stato trasformato così in un vero e proprio ricevitore PAL.

Come si può vedere confrontando gli schemi relativi, la complessività dei due decodificatori è analoga ed il costo del ricevitore PAL con questo circuito è stato stimato, dall'Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche (ANIE), essere non più del 2 % maggiore di quello del ricevitore NTSC. Questa differenza di costo è trascurabile ed è suscettibile di riduzione con l'immancabile evoluzione tecnica del decodificatore PAL. (Il decodificatore NTSC ha subito una notevole evoluzione semplificativa prima di arrivare all'attuale soluzione). Inoltre questa differenza di costo percentuale è stata calcolata con il vecchio cinescopio a colori rotondo; con il nuovo tubo tricromico da 25" rettangolare, che dovrebbe essere preso come base per i ricevitori europei, il costo della parte comune per tutti i sistemi aumenta con conseguente riduzione della differenza percentuale dei costi fra ricevitori NTSC e PAL.

Nella valutazione dei costi sopracitata, la linea di ritardo è stata considerata al costo di $ 5 o di 20 marchi tedeschi. Questo costo ed il relativo approvvigionamento sono garantiti da due case di indubbia fiducia (Corning Glass americana e Telefunken tedesca).

* Per la bibliografia, vedere Selezione N. 9, pag. 1330.

Il controllo di tinta.

La necessità della regolazione della tinta del sistema NTSC costituisce un inconveniente per il pubblico non tecnico, che riesce difficilmente ad ottenere la combinazione giusta dei tre comandi: **sintonia, saturazione e tinta**, ognuno dei quali ha influenza sulla riproduzione dei colori.

L'illuminazione ambiente può far variare lievemente i colori, specialmente per effetto della colorazione delle pareti della

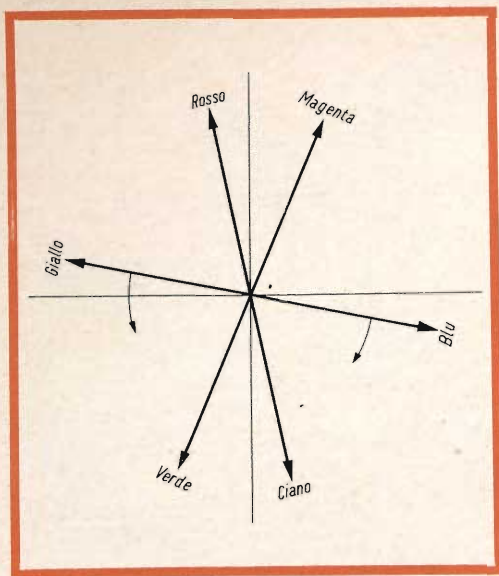



Fig. 9 - Influenza della luminosità ambiente nella visione a colori. Tutti i colori tendono a spostarsi verso il colore ambiente senza possibilità di correzione col controllo di tinta. La correzione deve essere fatta sulla temperatura di colore del cinescopio.

stanza in cui si trova il televisore. Se, per esempio, l'ambiente ha colorazione prevalentemente verde, tutti i colori tendono verso il verde, per esempio il giallo ed il blu si spostano come indicato in fig. 9. Il controllo di tinta non può compensare queste condizioni di illuminazione dell'ambiente. Infatti il comando di tinta dell'NTSC **ruota tutto il diagramma dei colori** in senso orario o antiorario e non può quindi compensare due rotazioni contemporanee in senso opposto; se si compensa un colore si scompensano conseguentemente altri colori. La prevalenza del colore verde potrebbe essere corretta invece riducendo l'intensità del cannone del verde nel tubo tricromico, cioè, in altre parole, la correzione, eventualmente, dovrebbe essere fatta sulla temperatura di colore del tubo tricromico e non col comando di tinta.

Si asserisce che il comando di tinta permette una libertà al gusto personale dell'utente. È noto che il colore dei visi delle persone è molto critico a riprodursi e non si possono ammettere colori nè arrossati nè verdognoli, come avviene ruotando il comando di tinta.

Inoltre, ogni spettatore può bensì spostare il comando di tinta in una data immagine per alterare a suo piacimento un dato colore (supposto che non vi siano dei volti di persone), ma dovrebbe immediatamente intervenire, allorché l'immagine cambia, per adattarla nuovamente al suo gusto. Infatti, **con una rotazione di fase uguale per tutti i colori**, non si può adattare ogni colore al gusto personale dell'utente; l'adattamento di un colore generalmente altera gli altri in modo non desiderato. Poiché lo spettacolo è una successione d'immagini, i ritocchi di tinta dovrebbero essere frequentissimi.

L'articolo di C. Hirsch, in relazione al gusto personale di visione del pubblico (Bibl. 25), afferma che ,in generale, il cielo e l'acqua del mare si preferiscono più blu (blu mediterraneo) di quanto siano in realtà, e nello stesso tempo i visi più abbronzati. Queste due condizioni però non possono essere ottenute contemporaneamente con il controllo di tinta, poiché richiedono rotazioni in senso opposto, come mostra la fig. 10.

In sostanza un adattamento al gusto personale con il comando di tinta richiede un continuo ritocco di questo comando con dubbio risultato. Quanto esposto vale per un singolo osservatore. Allorché un televisore viene invece osservato da più persone, occorrerebbe che queste avessero gli stessi gusti personali e le stesse caratteristiche di visione.

Riteniamo che compito fondamentale della televisione a colori sia quello di riprodurre il più **fedelmente** possibile i colori originari e di affidare completamente alla ripresa (regìa) l'effetto artistico voluto.

La conferma di quanto è stato detto si ha nella premessa editoriale di una delle più importanti riviste americane (Electronics, 22 marzo 1965, pag. 15 Bibl. 2G); in essa, inoltre, si insiste sulla necessità del controllo automatico di tinta.

Questo controllo automatico è già insito nel sistema PAL, il quale corregge automaticamente tutti gli errori di fase e fornisce la riproduzione fedele della tinta del colore originario.

Tolleranze nella costruzione e manutenzione dei ricevitori.

Per la parte comune del ricevitore relativa alle alte e medie frequenze ed ai « circuiti trappola », il sistema NTSC è più critico del sistema PAL: come abbiamo visto, la necessità di riprodurre la banda superiore del segnale di cròminanza costituisce per l'NTSC (specialmente nella norma G), un motivo di più stretta tolleranza in costruzione e fa presumere una manutenzione più onerosa.

Anche le tolleranze di fase differenziali degli stessi circuiti comuni e del rivelatore costituiscono uno svantaggio del ricevitore NTSC.

Per quanto riguarda la parte di decodificazione dei segnali di crominanza non si ha molta esperienza. I circuiti di entrambi i sistemi non sono critici e le prove finora effettuate in laboratorio mostrano complessivamente una stabilità del ricevitore PAL non inferiore a quello dell'NTSC.

Un punto molto importante, poiché è affidata al pubblico non esperto, **è la sintonia manuale più difficile nel ricevitore NTSC che in quello PAL.**

Tolleranze nella trasmissione.

La trasmissione è affidata a tecnici esperti e quindi a parametri ad essa relativi sono continuamente sorvegliati. Tuttavia la complessità della rete di trasmissione è tale che difficilmente, anche con le più moderne attrezzature, le tolleranze dell'NTSC si possono mantenere per una elevata percentuale del tempo, specialmente in considerazione della contemporaneità delle diverse distorsioni.

Il sistema NTSC è inoltre sensibile non solo alla fase differenziale, ma anche alla fase indipendente dal livello del segnale di luminosità.

Infatti nella commutazione tra le immagini provenienti dai vari generatori d'immagini (telecamere, telecinema, registratori magnetici, riprese esterne ecc.), cioè nel montaggio elettronico dello spettacolo, le tolleranze di fase di arrivo dei vari segnali al punto di commutazione (« mixer ») sono strettissime per l'NTSC e assai più larghe per il PAL. Le differenze sono particolarmente messe in evidenza con lo « sfumo » tra due diverse immagini e con gli effetti a « tendina » tra più immagini.

Scambio di programmi su base mondiale

Due Paesi Stati Uniti e Giappone possiedono da tempo la televisione a colori ed usano il sistema NTSC. Può sembrare che l'uso in Europa dello stesso sistema agevoli di molto gli scambi di programmi.

In effetti l'eventuale sistema NTSC da usarsi in Europa sarebbe così diverso da quello americano e giapponese che occorrerebbero comunque complessi apparati trascodificatori tra America ed Europa e viceversa. Occorre ricordare che il sistema americano ha 525 linee e 60 trame e l'europeo 625 linee e 50 trame, per cui già

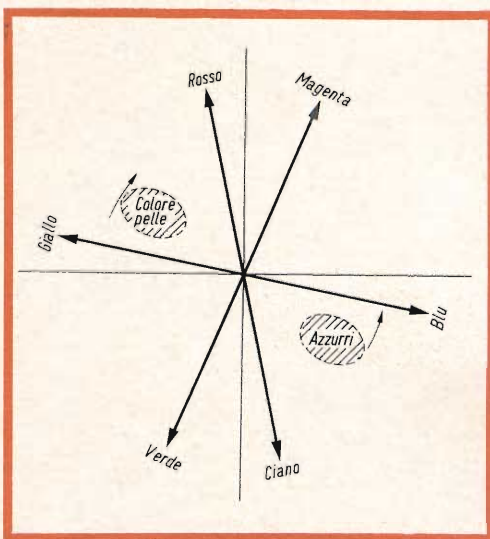



Fig. 10 - La preferenza soggettiva delle facce più abbronzate ed il mare più blu sono contrastanti (una in senso opposto all'altra) nella regolazione col comando di tinta.

per lo scambio dei programmi in bianco e nero occorrono dei complessi convertitori.

Per la televisione a colori la questione si complica ulteriormente, indipendentemente dal sistema usato, poichè occorre convertire la frequenza della sottoportante di colore da 3,58 MHz (americano) a 4,43 MHz (europeo).

L'eventuale trascodificazione dal sistema NTSC al sistema PAL e viceversa non sposta sostanzialmente il problema, data la facilità con cui si passa da un sistema all'altro per effetto della similitudine strutturale dei due sistemi. (Bibl. 27). Anzi si può dire che sotto certi aspetti la trascodificazione è auspicabile, in quanto il passaggio al sistema PAL permette di eliminare le distorsioni eventuali che, data l'enorme distanza da superare, sono tutt'altro che improbabili. (PAL-PAL senza errori. Bibl. 27).

Inoltre si pensa anche alla eventuale possibilità che gli utenti dei vari Paesi del mondo possano ricevere direttamente i segnali televisivi provenienti da satelliti artificiali.

Questo sembra purtroppo non realizzabile nemmeno per la televisione in bianco e nero, in quanto non esiste nessun canale di frequenze disponibile (atto ad essere ricevuto dai normali televisori) ed inoltre le differenze di « standard » tra i vari Paesi anche solo per il bianco e nero sono tali da rendere il problema insolubile. Infatti oltre alle differenze sopra citate delle frequenze di riga, 525 e 625, ed ancora per molti anni 405 e 829, e di quadro 60 e 50, vi sono differenze di polarità nella modulazione video, negativa in molti Paesi, positiva in altri. Il suono è modulato di frequenza in molti Paesi, di ampiezza in altri. Anche la distanza tra le portanti video e suono assume valori molto diversi per i vari Paesi: 4,5; 5,5; 6; 6,5 MHz. Per il colore occorre aggiungere i valori differenti della sottoportante di 3,58 MHz (America e Giappone) e 4,43 MHz (Europa).

CONCLUSIONI

1. Il sistema PAL è da ritenersi una variante del sistema NTSC; è derivato da questo per la naturale evoluzione della tecnica elettronica nel decennio 1953-63, in modo particolare per la pratica realizzazione della linea di ritardo che ha permesso di passare dalla alternanza di trama (già sperimentata dagli americani nel 1951) all'attuale alternanza di riga.

2. Il sistema PAL è insensibile all'attenuazione delle più alte frequenze video (banda laterale superiore dalla crominanza), mentre il sistema NTSC con questa attenuazione produce delle frange spurie sui contorni colorati. Le più elevate frequenze video possono essere attenuate per diverse ragioni: effetti dovuti alla propagazione, tolleranze nella costruzione dei ricevitori, starature conseguenti all'uso, alle variazioni termiche e al trasporto dei ricevitori, alterazioni nella rete di trasmissione. L'effetto di questa attenuazione è particolarmente sensibile nella norma G a causa della vicinanza della portante audio alla sottoportante di colore.

3. La compatibilità è praticamente uguale nei due sistemi. Questo specialmente per i Paesi a norma G.

4. il sistema PAL è insensibile alla distorsione di fase differenziale, mentre il sistema NTSC è estremamente sensibile a questa distorsione. Recentemente sono stati introdotti per il sistema NTSC correttori automatici (multiburst) in talune tratte della catena di trasmissione, ma sono rimedi parziali che non risolvono il problema in generale.

5. Il sistema PAL permette i ricevitori « equibanda » a banda larga e quindi con maggior definizione cromatica orizzontale.

Col sistema NTSC, per aumentare la larghezza di banda, si deve ricorrere al ricevitore « non equibanda » il cui costo è superiore.

L'aumento della larghezza di banda nel sistema PAL è facilitata dalla diminuzione di 3 dB dell'effetto « cross-colour », nonchè dalla diminuzione di 3 dB del ru-

more nel canale di crominanza nei confronti dell'NTSC.

La definizione cromatica verticale è sovrabbondante in entrambi i sistemi.

Il costo infine dei ricevitori è praticamente uguale nei due sistemi: il costo iniziale del ricevitore PAL è calcolato essere circa il 2 % maggiore di quello NTSC « equibanda ». È presumibile che questa differenza, col tempo, si riduca ulteriormente.

6. Il ricevitore NTSC deve avere il controllo di tinta, comando di difficile regolazione per l'utente, mentre il ricevitore PAL non ne ha bisogno e riproduce fedelmente le tinte originarie.

7. Il ricevitore PAL ha tolleranze più larghe nella catena di media frequenza e nella taratura dei « circuiti trappola », sia in media che in video frequenza, e nella sintonia manuale. È, in generale, meno sensibile agli effetti degenerativi ed avrà presumibilmente un minor costo di manutenzione.

8. Tutte le prove di ricezione, che hanno messo a confronto l'NTSC ed il PAL sono state favorevoli al PAL, specialmente nelle zone montagnose (con riflessioni multiple). **Questo è particolarmente importante a causa della configurazione orografica del nostro Paese.**

9. Le tolleranze di trasmissione per una buona qualità, per il sistema PAL sono assai più ampie di quelle richieste dal sistema NTSC. In una rete complessa come la nostra difficilmente le tolleranze potranno essere tenute così strette, come richiede l'NTSC, per una notevole percentuale del tempo.

10. La registrazione video magnetica è molto facilitata col sistema PAL.

Recentemente sono stati costruiti prototipi di macchine che possono registrare in modo discreto anche l'NTSC, ma la messa a punto è sempre molto critica ed il normale esercizio televisivo è sempre più facile e più sicuro col sistema PAL.

11. La contemporaneità delle distorsioni, come si verifica in pratica, peggiora la qualità dell'immagine in misura maggiore nell'NTSC che nel PAL.

12. La scelta del sistema NTSC in Europa non facilita, in nessun caso, lo scambio di programmi su base mondiale a causa delle notevoli differenze di « standard » per il bianco e nero ed anche delle frequenze della sottoportante di colore

(Da « Laboratorio Ricerche RAI »)

Il nuovo apparecchio per deboli di udito della Philips si avvale di un circuito integrato. Grazie a questa nuova costruzione (l'intero amplificatore è costituito da tre stadi amplificatori più un transistor di uscita al silicio) il numero dei collegamenti, paragonato a quello degli amplificatori convenzionali, è stato ridotto da 62 a 35, una semplificazione, questa, che contribuisce a dare una migliore sicurezza di funzionamento.

Il nuovo apparecchio ha ridottissime dimensioni: 40 x 10,4 x 13,4 mm e pesa solo 6 grammi. Il guadagno massimo è di 56 dB, il volume più alto tocca i 128 dB. Grazie alle sue eccellenti qualità acustiche, questo nuovo apparecchio per deboli di udito potrà soddisfare i bisogni di un gran numero di persone. Il tono può essere graduato mediante tre diverse regolazioni.

BASE DEI TEMPI E STADIO FINALE DI QUADRO EQUIPAGGIATI CON TRANSISTOR AL SILICIO

Viene descritto un circuito con transistor al silicio per la deflessione verticale di un televisore a 625 righe equipaggiato con il cinescopio a 90° A28-13 W funzionante a 11 kV. Nel circuito sono stati impiegati due BC 108 per le funzioni di oscillatore bloccato e pilota ed un BFY 51 per lo stadio finale.
In questo circuito è stata usata una NTC, posta sul collettore del transistor oscillatore, per mantenere costante l'ampiezza e la linearità fino ad una temperatura ambiente di circa 60°.

Il circuito di quadro (fig. 2) si può suddividere essenzialmente nelle seguenti parti:

a) un oscillatore bloccato realizzato con un transistor BC 108 (TR1) che determina la frequenza di oscillazione libera ed il tempo di ritorno della corrente di deflessione funzionando da interruttore per la rete costituita dalle resistenze R10 ed R11 e dai condensatori C2 e C3.

b) un circuito pilota con un transistor BC 108 (TR2), nella disposizione a collettore comune, al quale è applicata la tensione che si presenta ai capi della serie di condensatori C2 e C3.

c) un circuito di uscita realizzato con un transistor BFY 51 (TR3) che fornisce la corrente di deflessione all'unità AT1020.

Oscillatore bloccato

Il circuito dell'oscillatore bloccato è del tipo a reazione tra collettore a base. La frequenza di oscillazione libera si varia agendo sul potenziometro R2 che modifica il tempo di scarica del condensatore C1 che deve essere di buona qualità onde limitare le variazioni della frequenza di oscillazione libera del circuito al variare della temperatura. Nel circuito di base di TR1 è inserita una VDR (R4) asimmetrica che ha lo scopo di limitare la tensione negativa tra base ed emettitore che si presenta durante l'interdizione di TR1. Nel circuito di collettore è posto un gruppo parallelo formato da R7 ed R8 (NTC) che ha la funzione di controllare e di limitare la scarica di C2 e C3 come meglio illustrato nel seguito.

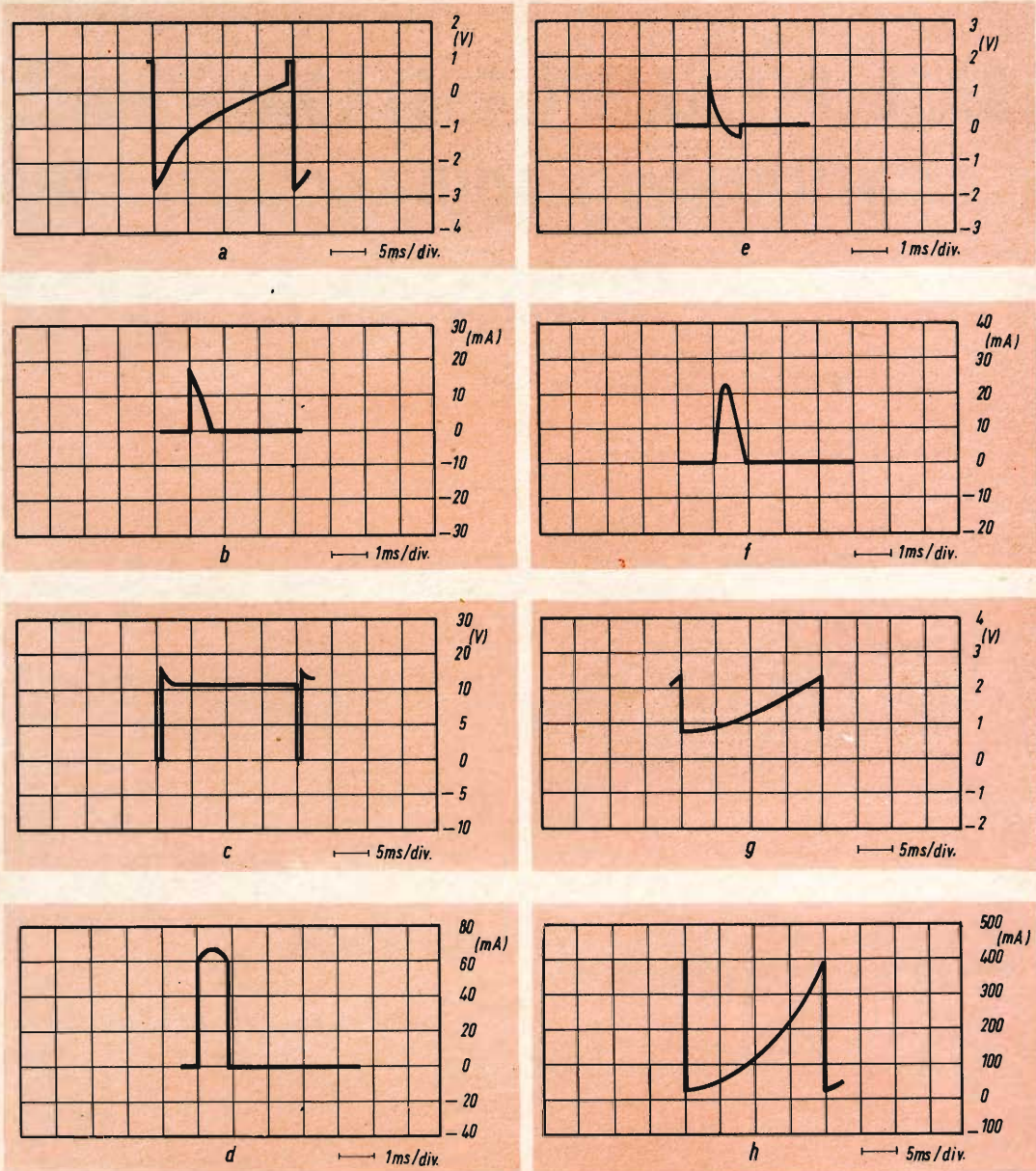



Fig. 1 - Forma d'onda delle correnti e delle tensioni del circuito di fig. 2:

a) Tensione base-emettitore di TR 1
b) Corrente di base di TR 1
c) Tensione collettore-emettitore di TR 1
d) Corrente di collettore di TR 1
e) Tensione ai terminali di L 1
f) Corrente attraverso D 1
g) Tensione di emettitore di TR 2
h) Corrente di emettitore di TR 3
i) Tensione collettore-emettitore di TR 3.

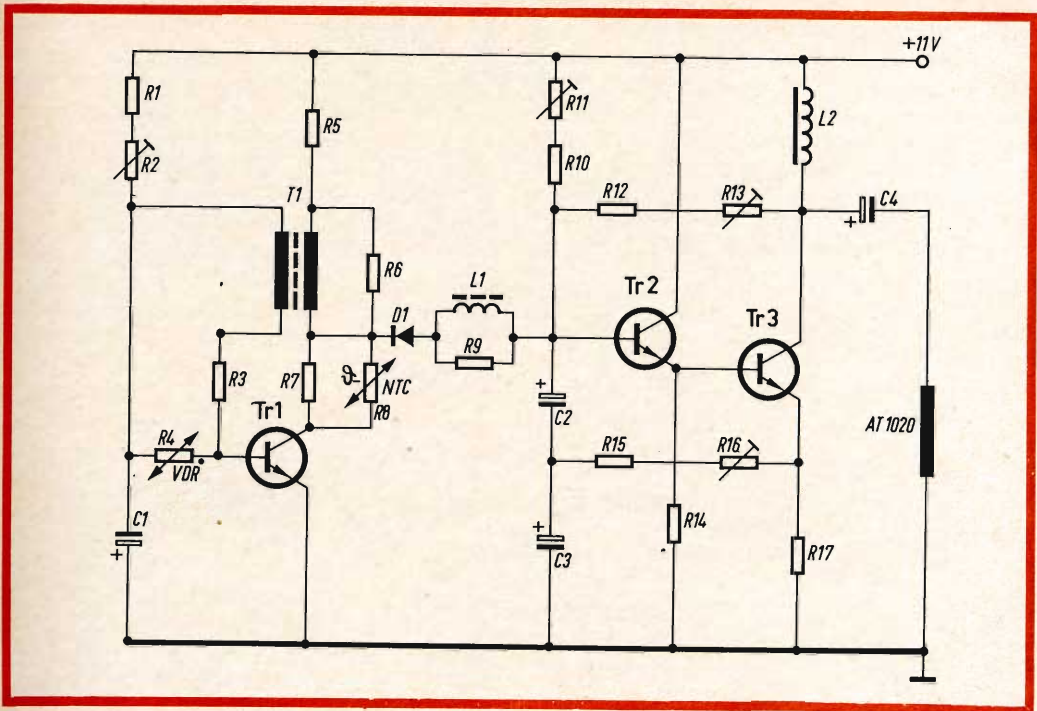



Fig. 2 - Schema elettrico della base dei tempi e dello stadio finale di quadro.

COMPONENTI

Transistor e diodi

TR1 = BC 108
TR2 = BC 108
TR3 = BFY 51
D1 = BA 100

Resistori

R1	= 22 kΩ	B8 305 05A	22K
R2	= 20 kΩ trimmer	E A97 AD	20K
R3	= 150 Ω	B8 305 05A	150E
R4	= VDR	E 295 ZZ 01	
R5	= 120 Ω	B8 305 05A	120E
R6	= 150 Ω	B8 305 05A	150E
R7	= 15 Ω	B8 305 41A	15E
R8	= NTC	B8 320 01A	500E
R9	= 470 Ω	B8 305 05A	470E
R10	= 15 kΩ	B8 305 05A	15K
R11	= 100 kΩ trimmer	E 097 AD	100K
R12	= 12 kΩ	B8 305 05A	12K
R13	= 20 kΩ trimmer	E 097 AD	20K
R14	= 470 Ω	B8 305 05A	470E
R15	= 100 Ω	B8 305 05A	100E
R16	= 200 Ω trimmer	E 097 AD	200E
R17	= 3,3 Ω	10 % 0,5 W	

Condensatori

C1 =	3,2 µF	25 V	C 415 AP F 3,2
C2 =	12,5 µF	25 V	C 415 AP F 12,5
C3 =	12,5 µF	25 V	C 415 AP F 12,5
C4 =	2000 µF	25 V	PK 16623

Bobine

L1 = 10 mH su bacchetta di ferroxcube ($R_L \cong 12\ \Omega$).

L2 = Choke di quadro da 480 mH; 900 spire da 0,3 mm su nucleo ad E di ferro-silicio con a = 5 mm, traferro 0,04 mm. L'eventuale avvolgimento per gli spegnimenti è formato da 2600 spire da 0,08 mm.

Trasformatore

T1 = Trasformatore del bloccato. Realizzato con 2 nuclei ad E di ferroxcube tipo 5690745 e corpo di bobina VA 90101.
L'avvolgimento di collettore è formato da 420 spire da 0,1 mm.
L'avvolgimento di base da 360 spire da 0,1 mm.
I due avvolgimenti sono avvolti in bifilare.

La sincronizzazione dell'oscillatore può essere effettuata o inviando, tramite una opportuna rete RC degli impulsi positivi sulla base del transistor TR1 o mediante un avvolgimento supplementare disposto sul trasformatore T1 del bloccato.

Le correnti e le tensioni relative a tale circuito sono riportate nella fig. 1.

Circuito pilota e finale

Per il circuito pilota e quello finale sono stati impiegati rispettivamente i transistor BC 108 e BFY 51. L'accoppiamento tra il transistor finale e l'unità di deflessione è stato realizzato mediante un condensatore ed una bobina di arresto.

Onde evitare il sorgere di forti picchi di tensione tra collettore ed emettitore di TR3 durante il tempo di ritorno, si è impiegato il sistema della scarica controllata. È stata cioè inserita nel circuito di scarica dei condensatori C2 e C3 una bobina di opportuno valore (L1) ed una resistenza (parallelo di R6 ed R7) in modo da formare un circuito oscillante smorzato. Di conseguenza la scarica di C2 e C3 avviene con un andamento sinusoidale (fig. 1-f) in un tempo di circa 0,8 ms. Automaticamente i picchi di tensione tra collettore ed emettitore del transistor finale vengono limitati ad un valore di circa 32 V (fig. 1-i). Il diodo D1 ha la funzione di separatore tra il circuito dell'oscillatore bloccato e quello di carica dei condensatori C2 e C3. La resistenza R9 provvede allo smorzamento di oscillazioni indesiderate che si manifestano ai capi di L1. La corrente di riposo di TR3, che è di circa 25 mA (fig. 1-h), è determinata dalla somma algebrica delle cadute di tensione che si hanno, alla fine del tempo di ritorno, lungo il percorso: massa, TR1, R7, D1, L1, TR2 e base di TR3. La resistenza R8 in parallelo ad R7 serve a far sì che il punto di riposo di TR3 rimanga immutato al variare delle cadute di tensione ai capi dei semiconduttori per variazioni della temperatura ambiente e quindi ad evitare i conseguenti mutamenti di ampiezza e di linearità. Le catene di reazione formate da R12 ed R13 e da R15 e R16, variando l'andamento della carica di C2 e C3, permettono di modificare la linearità. In particolare il potenziometro R16 agisce su tutta la linearità dell'immagine mentre R13 principalmente su quella inferiore. Dalle misure effettuate si è rilevato che con una sovrascansione del 7 %, la variazione percentuale di linearità verticale è inferiore al 5 % (I.E.C. Recommendation, Publication 107, Geneva 1960). Il potenziometro R11 provvede al comando di ampiezza. I condensatori C2 e C3, per evitare variazioni di ampiezza in funzione della temperatura, debbono essere di alta qualità. Il transistor TR3 è provvisto di un'aletta di raffeddamento tipo 56265 fissata su una piastra di alluminio di 2 mm di spessore e di 42 cm² di superficie.

Bibliografia

Application Information n. 248.

(Laboratorio Applicazioni Elettroniche Philips)

In Giappone è stato terminato il primo sistema di comunicazioni « PMC » (Pulse Code Modulation).

Il sistema PMC ha essenzialmente due vantaggi sugli altri: una migliore trasmissione della voce ed una rilevante economia nella costruzione dei terminali, perchè non sono necessari filtri di sorte.

Il sistema entrerà in funzione in undici distretti giapponesi entro la fine del 1966.

QUALCHE GUASTO INSOLITO NEI TV

I tre guasti facilmente riscontrabili nei circuiti televisivi che ora descriveremo non sono molto appariscenti. Per la loro rivelazione non c'è bisogno di un apparecchio complicato e costoso; il loro carattere insolito interesserà senza dubbio i lettori della nostra rivista.

Basta un collegamento dimenticato dal fabbricante perché un apparecchio possa in apparenza funzionare normalmente o pressappoco.

L'apparecchio ha funzionato pochi giorni, poi il guasto è diventato totale, e anche i fusibili sono saltati.

Come si può constatare sullo schema

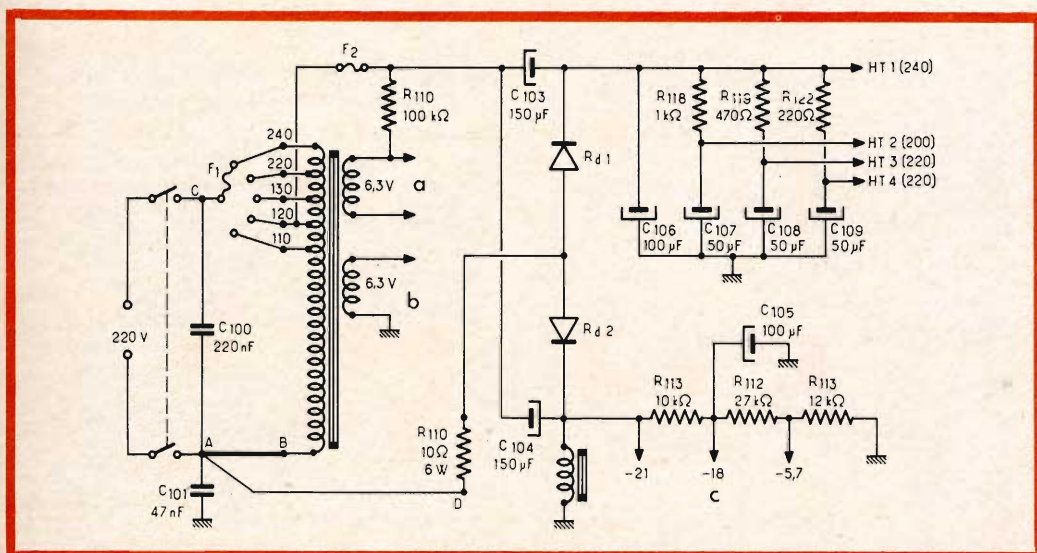



Fig. 1 - Essendo stato dimenticato il collegamento AB, la tensione di rete 220 V viene applicata sulla frazione 120-240 V per mezzo del raddrizzatore e tutte le tensioni secondarie vengono duplicate. a = filamento cinescopio; b = filamenti valvole; c = tensioni di polarizzazione.

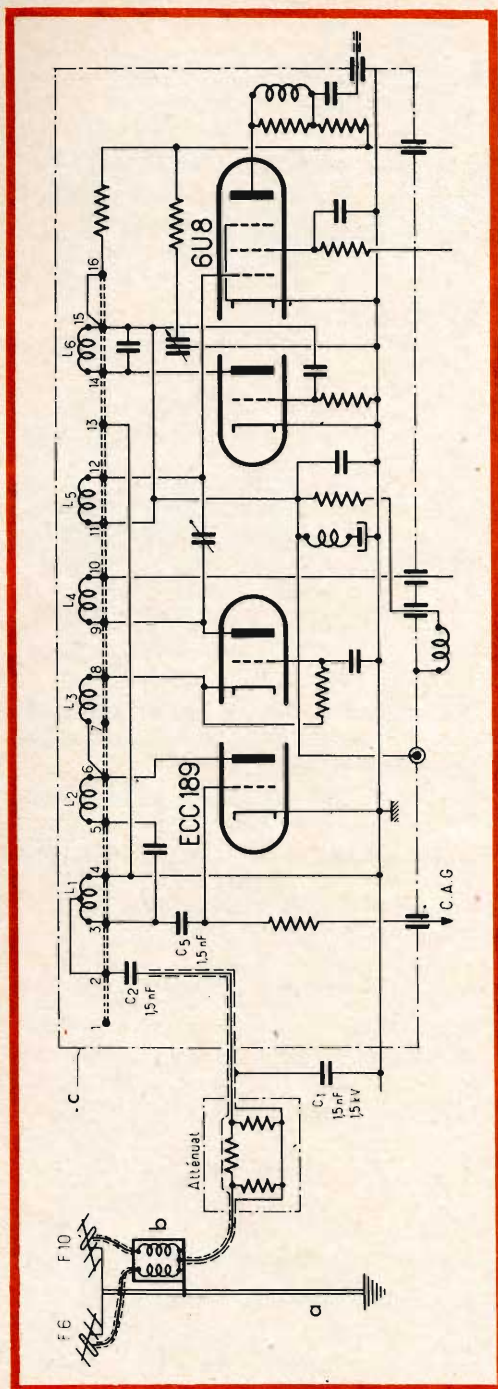



Fig. 2 - Schema del selettore oggetto del guasto N. 2 e della installazione delle antenne con accoppiatore. L'attenuatore si riscalda al passaggio delle correnti a 50 Hz. a = asta metallica; b = accoppiatore; c = selettore.

parziale di fig. 1, l'alimentazione del televisore viene effettuata dal trasformatore per l'accensione delle valvole e dell'autotrasformatore per ottenere l'alta tensione.

Essendo saltati i due fusibili F_1 e F_2, si comincia col verificare i circuiti di filtro e il duplicatore di tensione. Il condensatore elettrolitico C_{106}, il primo del circuito di filtro, è danneggiato; questo banale guasto è facilmente riparabile sostituendo il condensatore.

I raddrizzatori Rd_1 e Rd_2, come pure i condensatori C_{103} - C_{104} del duplicatore sono in buono stato.

Si mettono dei fusibili nuovi. Si collega un voltmetro alle boccole dell'alta tensione. Tutto è pronto per una prova rapida e sicura. Questa prova non durerà che qualche secondo cioè il tempo necessario per vedere l'indice dello strumento superare i 400 V e tutti i filamenti delle valvole accendersi in modo irregolare.

Pertanto il fusibile F_1 deve essere su 240 V, essendo la tensione di rete di 225 V. Si esaminano i collegamenti al cambiatensioni. Invece di alimentare l'apparecchio direttamente dalla rete, si intercala un survoltore e si comincia da 110 V, lasciando il fusibile su 240 V. La E.A.T. resta pressapoco normale, a parte la sovratensione di accensione. La tensione di accensione si avvicina a 6 V. Il fatto è evidente; le tensioni secondarie ottenute sono circa doppie di quelle che dovrebbero essere quando la rete è collegata in modo corretto.

Finalmente ci si accorge che è stato dimenticato un collegamento.

Sulla fig. 1, questo collegamento è rappresentato dal tratto AB. Sul telaio esso dovrà partire dal terminale B del trasformatore per arrivare al terminale A posto sulla piastrina a due contatti (A e C) dove arrivano i fili provenienti dalla rete e che passano dall'interruttore doppio.

Siccome il collegamento AD esiste, è l'avvolgimento compreso fra i punti 120 e 240 che serve da primario, la corrente passa attraverso C_{103} - Rd_1 oppure Rd_2 - C_{104} e attraverso la resistenza di protezione R_{110}.

Una volta ristabilito il collegamento AB, l'apparecchio ricomincia a funzionare re-

golarmente malgrado la dura prova alla quale è stato sottoposto per diverso tempo.

Ci si può meravigliare di diverse cose.

1) Che il fusibile « calibrato » abbia resistito così a lungo (si deve notare che la resistenza R_{110} limita un po' le sovratensioni).

2) Che l'immagine sia rimasta buona con simili scarti di tensione d'alimentazione.

3) Che una tale dimenticanza sia passata inosservata ai numerosi controlli ai quali sono sottoposti in genere i televisori.

4) Che molti costruttori continuino a montare autotrasformatori al posto dei trasformatori con i quali un danno di questo genere non si sarebbe verificato.

Fig. 3 - Circuito per il guasto N. 3, gli elementi accoppiatori C_2 e C_3 sono stati cortocircuitati. a = asta metallica; b = accoppiatore; c = neutro; d = rete; e = = fase.

Guasto N. 2

Un attenuatore che si riscalda è normale? Quando un attenuatore di questo genere viene posto all'ingresso del televisore, si nota che il suono e l'immagine sono molto deboli. Tutto ciò che segue l'attenuatore è bruciato; se c'è stato nei giorni precedenti un violento temporale si pensa a un fulmine.

Sostituito l'attenuatore, il televisore funziona, ma ciò è possibile? Il nuovo attenuatore emette subito un po' di fumo; prima di aprire il televisore, si esamina l'installazione dell'antenna. Essa ha due antenne riceventi, un accoppiatore, protetto da un contenitore metallico, è fissato sull'asta. D'altra parte l'alimentatore del televisore è lo stesso della fig. 1. Innanzitutto si stabilisce un contatto fra il contenitore metallico dell'accoppiatore e il cavo coassiale (fig. 2 e 3). Poi si mettono in cortocircuito i condensatori C_2 (nel selettore) e C_{101} (fig. 1) fra il telaio e la rete. Uno dei poli della rete è a terra, come pure l'asta dell'antenna; si vede in fig. 3 come si stabilisce il circuito e come l'attenuatore attenua il passaggio di corrente a 50 Hz, prima di guastarsi.

Guasto N. 3

Si osservi lo schema di fig. 3: il televisore è un modello molto vecchio. Il possessore dell'apparecchio afferma che la ricezione è molto irregolare e presenta instabilità.

L'immagine è buona per diversi minuti, oppure qualche ora, poi si stacca improvvisamente o presenta delle variazioni notevoli di contrasto. Si porta quindi l'apparecchio in laboratorio, ma qui funziona regolarmente e non è necessario apportare alcuna modifica per ovviare all'anomalia per la quale è stato portato. Si propone quindi di verificare l'antenna, se i disturbi ricompaiono. L'installazione d'antenna è realizzata correttamente e comporta anche essa un accoppiatore identico a quello del guasto N. 2. Come per il guasto N. 2 si comincia a verificare l'accoppiatore per vedere se è sfuggito qualche nucleo o vite nell'installazione, venendo a formarsi così un attenuatore estremamente variabile.

BETA

(Da « Television »)

Precisione, qualità, robustezza nell'Analizzatore 462 F
20000 ohm/Volt c.c. e c.a.

La FACE STANDARD, avvalendosi della pluridecennale esperienza della consociata francese METRIX nel campo della strumentazione elettronica, ha sviluppato un nuovo analizzatore tipo 462 F, il quale per la sua robustezza, per l'ingombro ridotto e per la sua elevata sensibilità è particolarmente adatto ai lavori di manutenzione, riparazione e controllo in tutti i campi dell'elettronica.
L'analizzatore 462 F consente di rilevare con precisione e sicurezza valori di tensioni, correnti e resistenze, grazie alle sue scale a lettura diretta, all'ago a coltello, allo specchio per gli errori di parallasse ed al suo galvanometro ad equipaggio mobile ultraleggero, perfettamente ammortizzato e protetto contro i sovraccarichi e gli urti meccanici.
Il collaudo preciso e meticoloso, l'alta qualità dei componenti impiegati ed il controllo tempestivo ed efficace delle varie fasi di lavorazioni consentono di ottenere uno strumento in grado di soddisfare le esigenze tecniche dell'elettricista, dell'installatore, del riparatore radio TV e del progettista di circuiti elettronici.

Lo strumento è montato in una elegante scatola in cycolac resistente agli urti.
Le dimensioni molto piccole ed il basso peso lo rendono facilmente trasportabile.
Misure eseguibili: tensioni e correnti continue, tensioni e correnti alternate, resistenze, livelli.

CARATTERISTICHE TECNICHE

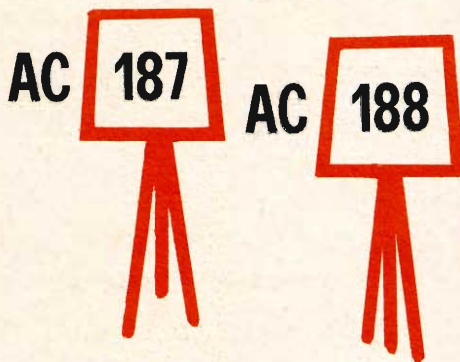
Tensione: 1,5 V c.c.; 3-10-30-100-300-1000 V c.c. e c.a.
Sensibilità: 20.000 ohm/V c.c. e c.a.
Correnti: 100 µA c.c. 1-10-100 mA; 1-5 A c.c. e c.a.
Precisione: ± 1,5 % c.c.; ± 2,5 % c.a.
Resistenze: 5 ohm ÷ 10 Mohm in 3 gamme.
Livelli: da — 10 a + 52 dB.
Accessori: sonda AT, pinza amperometrica, astuccio di cuoio.

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche - Standard - S.p.A.
Milano, Viale L. Bodio 33/39 - Tel. 37.72

FACE STANDARD

AMPLIFICATORE BF

2,5 watt
9 volt

con

L'amplificatore descritto in questo articolo è caratterizzato dall'accoppiamento in c.c. fra i diversi stadi di cui si compone e dalla quasi totale assenza dei condensatori elettrolitici.
La potenza di uscita di 2,5 W (d = 10 %) è ottenuta su un carico di 3 Ω con l'impiego dei transistor complementari tipo AC 187/188. I restanti stadi dell'amplificatore sono equipaggiati con 1 x AC 125, 1 x AC 127, 1 x BC 108.
Il circuito di entrata dell'amplificatore, ad elevata impedenza (0,4 MΩ circa), è adatto per essere pilotato con un fonorivelatore a cristallo.

Quando la potenza di uscita degli amplificatori transistorizzati è dell'ordine o supera 1,5 ÷ 2 W, il guadagno ottenibile con soli quattro transistor, di cui due montati in controfase nello stadio finale, è generalmente insufficiente, specialmente quando il generatore presenta una elevata impedenza interna.

Ciò costituisce il motivo principale per cui è stato studiato un amplificatore a cinque transistor nel quale si è cercato di ridurre al minimo il numero dei componenti più costosi (condensatori elettrolitici, resistenze di valore poco comune).

Sono state studiate due diverse soluzioni. La prima richiede una compensazione potenziometrica della dispersione del guadagno di corrente del primo transistor; la seconda, che non richiede nessuna compensazione, prevede l'impiego di due condensatori elettrolitici in più.

In uno dei capitoli seguenti verranno descritte le considerazioni fatte per garantire la stabilità in corrente continua di tutto l'amplificatore e contenere entro limiti accettabili la deriva del punto di congiunzione dei due transistor finali.

La stabilità termica dello stadio di potenza, fino a una temperatura ambiente di 45 °C, è stata assicurata montando i transistor su opportuni radiatori ed inserendo nel partitore di polarizzazione delle basi una resistenza a coefficiente di temperatura negativo.

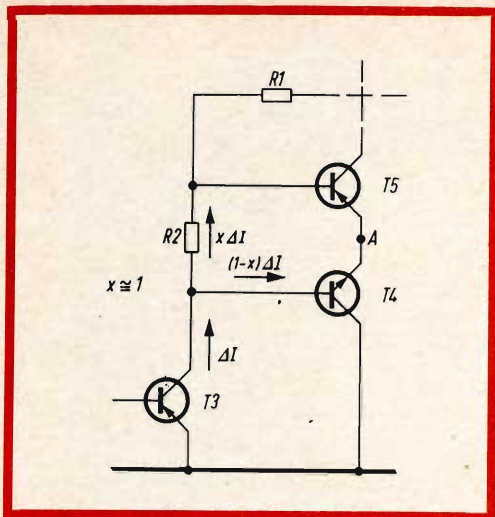



Fig. 1 - Schema semplificato degli stadi pilota e finale.

Dimensionamento dello stadio finale

Per rendere possibile l'alimentazione dell'amplificatore anche mediante pile di uso corrente, lo stadio finale è stato dimensionato per una tensione di batteria di 9 V. Ne risulta come conseguenza un'impedenza di carico di valore piuttosto basso. Fra gli altoparlanti di normale produzione risulta abbastanza corrente il tipo da 3 Ω; i calcoli che seguono presuppongono pertanto l'adozione del suddetto altoparlante come impedenza di carico per i transistor finali.

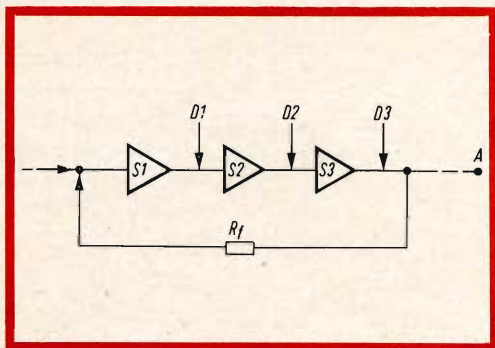



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'amplificatore. S_1, S_2 e S_3 rappresentano i primi tre stadi di amplificazione; D_1, D_2, D_3 indicano ipotetici segnali esterni che possono variare i parametri dei transistor (vedi testo).

Il potenziale in c.c. del punto **A** valutato in base ai dati caratteristici dei transistor impiegati risulta:

$$V_A = \frac{V_B + V_{BEmax(T4)} + V_{CEK(T3)} - V_{CEK(T5)}}{2} = $$

$$= 4{,}8 \text{ V}$$

Il picco di tensione disponibile sul carico R_L risulta quindi:

$$v_{pRL} = V_B - V_A - V_{CEK(T5)} = 3{,}6 \text{ V}$$

cui corrisponde una potenza elettrica su R_L (all'inizio della saturazione):

$$P_{RL} = \frac{(v_{pRL})^2}{2\,R_L} = 2{,}15 \text{ W}$$

La corrente di picco nei collettori vale quindi

$$v_{pRL}/R_L = 1{,}2 \text{ A}.$$

La massima dissipazione di potenza si verifica sul transistor AC 187 (NPN) e risulta pari a:

$$P_{c\,max} = \frac{V_A^2}{\pi^2 \cdot R_L} = 780 \text{ mW}$$

Trattandosi di un amplificatore per riproduzione musicale si può scegliere, come temperatura massima raggiungibile nella giunzione, il limite massimo di 100 °C; supponendo di volere garantire il funzionamento ad una temperatura ambiente massima di 45 °C, la resistenza termica totale tra la giunzione e l'ambiente non deve superare il valore di 70 °C/W così calcolato:

$$K_{ja} = \frac{T_{j\,max} - T_{amb\,max}}{P_{c\,max}} = 70 \text{ °C/W}$$

Sperimentalmente si è verificato che una resistenza termica complessiva del suddetto valore è ottenibile con il transistor montato, tramite un'aletta tipo 56227, su un radiatore di 20 cm² in alluminio da 1 mm di spessore.

Stadio pilota

Sulla base dei dati di dispersione relativi al guadagno di corrente dei transistor finali, si è fissato a 15 mA il valore della massima corrente disponibile nel

transistor pilota. I valori delle resistenze $\mathbf{R_1}$ ed $\mathbf{R_2}$ vengono dimensionati in base alle formule qui di seguito elencate:

$$\mathbf{R_1} = \frac{\mathbf{V_{R1}}}{\mathbf{I_{Bmax}}} \cong 220\ \Omega$$

dove

$$\mathbf{V_{R1}} = \mathbf{V_B} - \mathbf{V_A} - \Delta\mathbf{V_{be(T5)}} \cong 3{,}7\ \mathrm{V}$$

$$\mathbf{I_{Bmax}} = 15\ \mathrm{mA}$$

La corrente continua di collettore nel transistor pilota si esprime come:

$$\mathbf{I_{Cp}} = \frac{\Delta\mathbf{V_{be(T5)}}}{\mathbf{R_1}} + \mathbf{I_{Bmax}} \cong 17\ \mathrm{mA}$$

La potenza dissipata nel collettore del transistor pilota risulta di circa 80 mW. L'impiego di un radiatore non è quindi strettamente necessario; tuttavia, trattandosi di uno stadio in classe **A** con dissipazione di potenza in regime continuo si può, volendo mantenere la temperatura di giunzione ad un valore inferiore, montare il transistor con aletta tipo 56227.

Considerazioni di progetto relative alla stabilità in c.c. del circuito complessivo

Esaminando gli ultimi stadi dell'amplificatore si vede facilmente che una even-

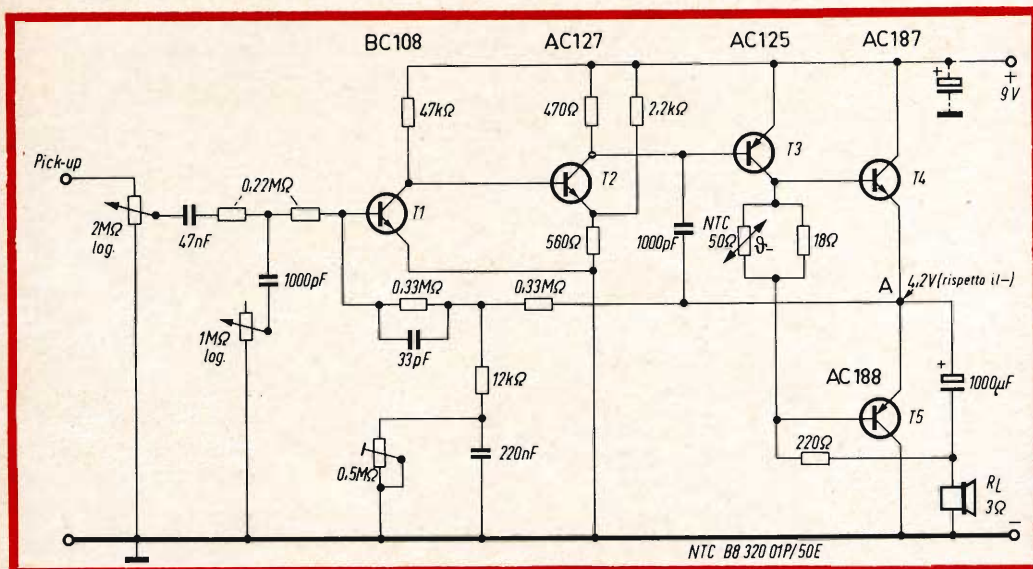



Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 2,5 W (I versione).

Si ricava quindi $\mathbf{R_2}$ con la formula seguente:

$$\mathbf{R_2} = \frac{\mathbf{V_{BEO(T5)}} + \mathbf{V_{BEO(T4)}}}{\mathbf{I_{cp}}} \cong 14\ \Omega$$

dove $\mathbf{V_{BEO(T5)}}$, $\mathbf{V_{BEO(T4)}}$ sono i valori medi delle tensioni continue di polarizzazione dei transistor finali.

Il suddetto valore di 14 Ω viene ottenuto disponendo una resistenza N.T.C. da 50 Ω in parallelo ad una resistenza fissa da 18 Ω.

tuale variazione della corrente di collettore dello stadio pilota circola prevalentemente nella resistenza che fa da carico al collettore stesso (vedi fig. 1). La resistenza $\mathbf{R_2}$ ai capi della quale si sviluppa la tensione di polarizzazione dei due transistor finali è infatti molto più piccola della resistenza di entrata dei due transistor. La conseguente variazione di tensione nel punto **A** risulta quindi con buona approssimazione pari al prodotto $\Delta\mathbf{I} \cdot \mathbf{R_1}$, costituendo $\mathbf{R_1}$ praticamente la resistenza di carico in c.c. del transistor

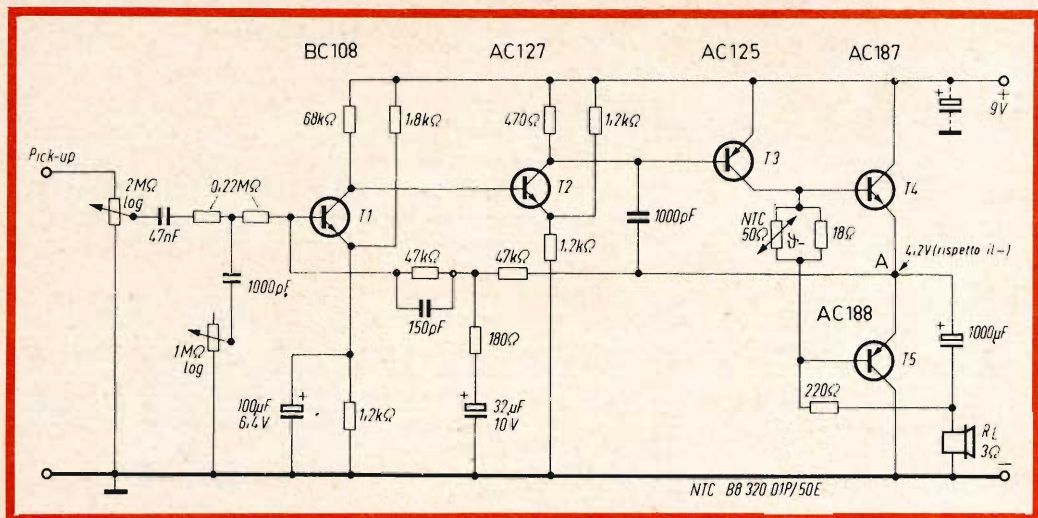



Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore da 2,5 W (II versione).

pilota. La stabilità in c.c. dell'intero amplificatore può pertanto essere controllata limitando l'analisi soltanto ai primi tre stadi.

Nella fig. 2 si sono indicati con S_1, S_2 ed S_3 i tre stadi di amplificazione e con D_1, D_2 e D_3 gli ipotetici segnali esterni con i quali possiamo pensare di simulare gli effetti sia delle variazioni dei parametri sensibili alla temperatura o all'invecchiamento, sia gli effetti delle dispersioni di produzione esistenti tra i parametri dei transistor.

Considerazioni analoghe valgono ovviamente in c.a. per le distorsioni e le tensioni equivalenti del rumore introdotto dai transistor.

Come indici della stabilità in c.c. dell'intero amplificatore si possono pertanto considerare le variazioni di potenziale che si possono verificare nel punto **A** in conseguenza delle diverse possibili cause sopra accennate. Dette variazioni possono esprimersi nel modo seguente:

$$\Delta V_A = D_1 \frac{A}{1 + \frac{Z_{tr1\text{-}3}}{R_f}} + D_2 \frac{B}{1 + \frac{Z_{tr1\text{-}3}}{R_f}} + D_3 \frac{1}{1 + \frac{Z_{tr1\text{-}3}}{R_f}} \qquad (1)$$

dove

$Z_{tr1\text{-}3}$ = impedenza totale di trasferimento dei tre stadi

R_f = resistenza mediante la quale viene applicata la reazione negativa dall'uscita all'entrata dell'amplificatore.

Dimensionalmente le grandezze **D** possono essere tra loro diverse a seconda del parametro che conviene considerare come elemento variabile nello stadio cui si riferiscono. Vediamo la cosa più da vicino partendo dallo stadio di uscita. D_3 risulta moltiplicato per un fattore adimensionale; esso rappresenta pertanto le variazioni di tensione che si possono verificare sul collettore del transistor pilota in conseguenza delle variazioni della corrente di saturazione I_{CBO}, della tensione V_{BE} e del guadagno di corrente β_3 dell'ultimo transistor, siano esse provocate da un cambiamento della temperatura ambiente o dovute alla sostituzione del transistor stesso. In generale, trattandosi dell'ultimo stadio, il fattore di controreazione

$$F = 1 - T = 1 + \frac{Z_{tr1-3}}{R_f}$$

risulta di valore tale da compensare in larga misura le possibili variazioni dei suddetti parametri. Vediamo di valutare, a titolo di esempio, le alterazioni indotte nel potenziale del punto **A** dalla eventuale sostituzione del transistor. Supponiamo per il momento il terzo stadio pilotato da un generatore di tensione; la dispersione dei valori della transconduttanza lascia prevedere una variazione di corrente, rispetto al transistor medio, che può essere anche dell'ordine di 1 : 3, sia nel senso dell'aumento che in quello della diminuzione. Tenuto conto che la corrente di riposo dello stadio pilota è di 17 mA, e che il carico in corrente continua è circa 220 Ω, la massima variazione di tensione che ci si potrebbe teoricamente aspettare risulterebbe pari a:

$$\Delta V_A = 3 \cdot 17 \cdot 10^{-3} \cdot 220 = 11{,}2 \text{ V}$$

Vediamo ora di valutare l'impedenza di trasferimento Z_{tr1-3}. Essa si può esprimere come il prodotto del guadagno effettivo di corrente dei primi due stadi e dell'impedenza di trasferimento Z_{tr-3} del terzo stadio e cioè:

$$Z_{tr1-3} = G_{I1} \cdot G_{I2} \cdot Z_{tr-3}$$

$$G_{I1} = \frac{\text{corrente all'entrata del secondo stadio}}{\text{corrente all'entrata del primo stadio}}$$

$$G_{I2} = \frac{\text{corrente all'entrata del terzo stadio}}{\text{corrente all'entrata del secondo stadio}}$$

I valori dei componenti adottati in circuito sono tali per cui si può considerare, in prima approssimazione:

$$G_{I1} \cong -\beta_1/2 = -50$$
$$G_{I2} \cong +\beta_2/2 = +50$$
$$Z_{tr3} = \beta_3 \cdot R_1 = 22 \cdot 10^3 \, \Omega.$$

L'impedenza di trasferimento complessiva risulta quindi:

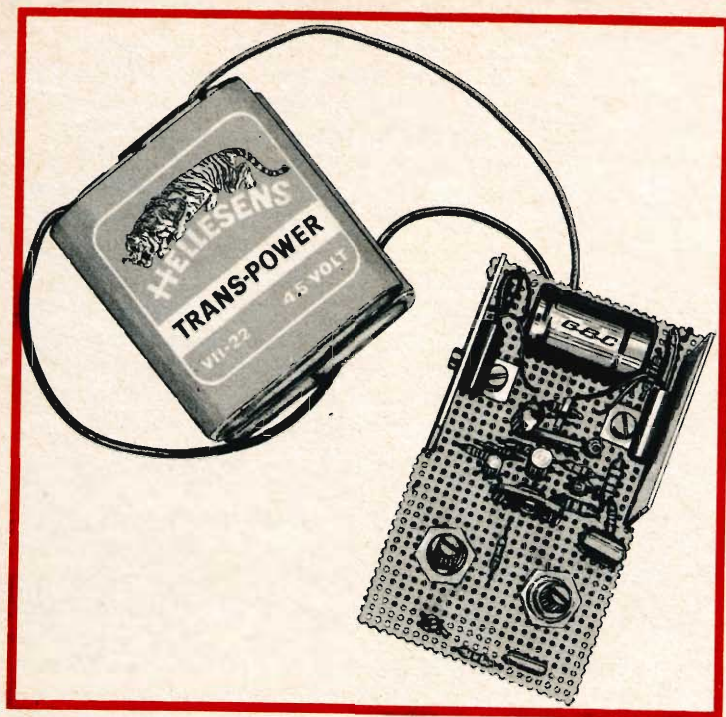
$$Z_{tr1-3} = -50 \cdot 50 \cdot 22 \cdot 10^3 \cong - 55 \cdot 10^6 \, \Omega$$

Nel valutare il fattore di reazione **F** bisogna tenere presente che il valore della resistenza R_f risulta come compromesso fra le necessità di ottenere, da un lato, il grado di controreazione desiderato e dall'altro la corretta polarizzazione del primo transistor. Sulla base di queste considerazioni è stato scelto per R_f il valore di 0,7 MΩ circa. Il fattore di controreazione corrispondente diventa quindi dell'ordine di $(55 \cdot 10^6)/(0{,}7 \cdot 10^6) = 80$. Il valore pratico rilevato sul circuito di prova è risultato, causa il maggior guadagno di alcuni dei transistor impiegati, di 130. Assumiamo quindi nei nostri calcoli il valore medio di 100.

Le variazioni di tensione ΔV_A conseguenti alla presenza del segnale D_3 vengono quindi praticamente ridotte di circa 100 volte; se poi si tiene conto che l'impedenza interna della sorgente che pilota il terzo stadio (circa 500 Ω) è dell'ordine di grandezza dell'impedenza di entrata del transistor, le variazioni suddette risultano ulteriormente dimezzate e cioè pari a

$$\frac{1}{100} \cdot \frac{11{,}2}{2} \cong 56 \text{ mV}$$

quindi assolutamente trascurabili.

Avendo considerato D_2 comprensivo degli effetti delle variazioni della tensione V_{BE} del transistor pilota, D_2 viene a conglobare gli effetti concomitanti della possibile variazione dei parametri del secondo stadio che si traducono in variazioni della corrente in uscita. Essendo S_2 pilotato da una sorgente ad impedenza relativamente elevata le probabili cause di variazione della corrente di collettore sono: la dipendenza dalla temperatura della corrente di saturazione e la dispersione del guadagno di corrente del transistor. D_2 rappresenta quindi una variazione di corrente il cui valore massimo si verifica quando si sostituisce un transistor con un altro di tipo similare. Dobbiamo quindi tenere conto che rispetto al valore medio il guadagno di corrente può variare nel rapporto 1 : 2,5 sia in aumento che in diminuzione. Per una corrente di riposo di 0,5 mA si deve prevedere una variazione di 1,25 mA alla

Realizzazione sperimentale dell'amplificatore da 2,5 W.

quale va aggiunta la variazione dovuta alla corrente di saturazione. Supposta una variazione totale della corrente di collettore di 2 mA, e tenuto conto che di essa solo la metà circa entra nel terzo stadio, si ottiene una variazione della tensione del punto **A**:

$$\Delta V_{A2} = \frac{D_2 \cdot Z_{tr3}}{F} =$$

$$= \frac{1}{100} \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 22 \cdot 10^3 \cong 220 \text{ mV}$$

Anche in questo caso la variazione di potenziale nel punto **A** è contenuta entro limiti accettabili.

Le valutazioni fin qui effettuate lasciano facilmente prevedere che le variazioni del potenziale V_A causate dal segnale D_1 non possono più essere contenute entro limiti ragionevoli se non si aumenta il fattore di controreazione in c.c. Essendo il primo stadio realizzato con un transistor al silicio pilotato ad alta impedenza, l'unica possibile causa di variazione di V_A è costituita dalla dispersione dei valori del guadagno di corrente (*). Supposta una variazione massima nel rapporto 1 : 3, sia in aumento che in diminuzione, del guadagno di corrente, e tenuto conto che il valore nominale della corrente di riposo del primo stadio è di 60 μA, le variazioni del potenziale nel punto **A** risulterebbero:

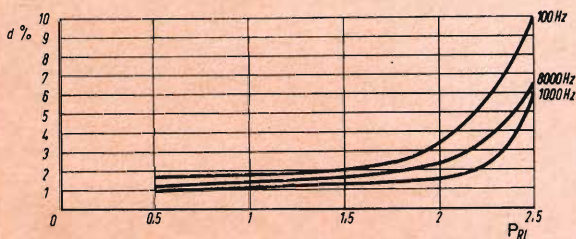
$$\Delta V_{A1} = 3 \cdot I_{CQ1} \cdot \frac{\beta_2}{2} \cdot Z_{tr3} =$$

$$= 3 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{100}{2} \cdot 22 \cdot 10^3 \cong 200 \text{ V}$$

che, con un fattore di reazione pari a circa 100, resta ancora dell'ordine di 2 V.

Si vede quindi che restano aperte soltanto due soluzioni: o compensare le di-

(*) D_1 è dimensionalmente una corrente; il fattore **A** della formula (1) rappresenta di conseguenza l'impedenza di trasferimento del secondo e del terzo stadio, che si può a sua volta considerare formata dal prodotto di Z_{tr3} con il guadagno effettivo di corrente del secondo stadio.

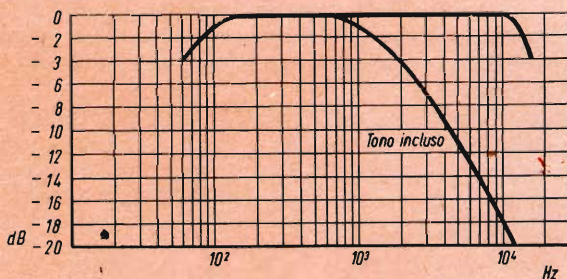
Fig. 5 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita alla frequenza di 100 Hz, 8000 Hz e 1000 Hz.

spersioni dei valori di β_1 introducendo una regolazione potenziometrica, oppure aumentare di una decina di volte il fattore di reazione **F**. La resistenza R_f deve pertanto ridursi da 0,7 MΩ ad almeno 100 kΩ. Per fare ciò occorre aumentare il potenziale dell'emettitore del primo transistor mediante un partitore, perché in caso contrario saremmo costretti ad aumentare eccessivamente la corrente di riposo del primo stadio e quindi anche gli effetti delle sue possibili variazioni. Il partitore di tensione sull'emettitore potrebbe non essere disaccoppiato in quanto l'amplificatore è previsto per funzionare con un generatore ad alta impedenza interna. In pratica è stato necessario disporre in parallelo un condensatore per attenuare gli effetti delle variazioni della tensione di alimentazione in condizioni di pieno segnale.

In base a quanto detto in precedenza, nella versione circuitale dove è prevista la regolazione potenziometrica è evidente che le massime variazioni del potenziale del punto **A** restano contenute entro limiti molto ristretti in quanto vengono praticamente eliminati gli effetti delle dispersioni dei parametri dei transistor sia per quanto riguarda il guadagno di corrente che la tensione base-emettitore. Si può quindi facilmente prevedere che la tensione V_A resterà praticamente costante. Desiderando evitare la regolazione potenziometrica, è necessario ricorrere all'impiego di due condensatori elettrolitici (vedi fig. 4). In questo secondo caso le variazioni del potenziale V_A per effetto della dispersione dei parametri risultano grosso modo contenute entro 200 ÷ 300 mV.

Si tenga presente che nell'amplificatore in cui è prevista la regolazione del punto di lavoro mediante potenziometro, la tensione al circuito deve essere applicata al momento della taratura perchè nel caso che il potenziometro si trovasse totalmente escluso, la corrente nei transistor finali potrebbe salire a valori eccessivi.

Controreazione in c.a.

Viene ottenuta semplicemente ripartendo la tensione all'uscita secondo un determinato fattore e riportando all'entrata

Fig. 6 - Banda passante dell'amplificatore da 2,5 W (0 dB = 1 W).

una corrente proporzionale al rapporto tra la suddetta tensione ed una rete parallelo **R/C**. Il fattore di controreazione viene generalmente regolato badando principalmente alla distorsione totale in uscita ed alla banda passante.

Per quanto riguarda la stabilità contro il pericolo di oscillazioni, c'è da osservare anzitutto che in bassa frequenza, a causa del totale accoppiamento in c.c. tra gli stadi, il segnale non subisce rotazioni di fase superiori a 45°. L'unico elemento reattivo che introduce rotazione di fase in bassa frequenza è infatti il condensatore da 0,22 µF della rete di reazione.

Circa l'alta frequenza, si è rilevato sperimentalmente che la rotazione del segnale nel punto **A** in assenza di controreazione è di circa — 90° ed il guadagno si riduce di 6 dB per frequenze attorno ai 15 kHz. Per ottenere un sufficiente margine di fase nella zona delle alte frequenze, la reazione di corrente viene creata attraverso una rete parallelo **R/C** che introduce, proprio attorno ai 15 kHz una rotazione di + 45° e permette quindi di contenere al di sotto dei 90° le rotazioni del vettore **T** che rappresenta il guadagno della catena di controreazione a maglia aperta.

DATI CARATTERISTICI

Essendo i due circuiti di caratteristiche pressoché equivalenti, sono riportate qui di seguito soltanto le prestazioni del circuito rappresentato in fig. 3:

— Impedenza dell'altoparlante: 3 Ω.

— Impedenza d'ingresso: 0,36 MΩ (volume al massimo).

— Potenza d'uscita (**d** = 10%): 2,5 W.

— Tensione d'ingresso per 2,5 W: 180 mV.

— Tensione d'ingresso per 100 mW: 35 mV.

— Tensione di rumore rispetto 2,5 W: — 60 dB.

— Assorbimento a 2,5 W: 410 mA.

— Assorbimento a $\mathbf{P}_{Rl}$ = 0: 24 mA nella prima versione; 27 mA nella seconda.

Nelle figg. 3-4-5-6 sono riportati rispettivamente lo schema della prima versione e della seconda versione, la distorsione totale e la banda passante.

(Laboratorio Applicazioni Elettroniche Philips)

L'impianto per la verifica degli assegni presso gli sportelli bancari è una delle novità presentate alla fiera di Amsterdam. Questa apparecchiatura sta entrando nell'uso pratico presso molte banche. Prima d'ora si era soliti trasmettere gli assegni dallo sportello agli uffici di riscontro a mezzo di un sistema di posta pneumatica. Grazie alla nuova apparecchiatura televisiva, gli assegni sottoposti al controllo possono restare presso il cassiere con il risultato di guadagnare molto tempo. Il cassiere ha a sua disposizione un apparecchio nel quale egli pone l'assegno da controllare. Una telecamera trasmette l'immagine dell'assegno ad uno dei monitori del reparto contabilità. Quando egli preme uno dei pulsanti di richiamo, una spia si accende sul posto dell'impiegato addetto al riscontro. Questi vede su un monitore televisivo l'assegno che il cassiere gli chiede di controllare. Se, dopo aver controllato la firma e la copertura, egli dà il benestare per l'incasso, la approvazione viene posta mediante azionamento di alcuni pulsanti, che permettono di stampigliare sull'assegno la sigla corrispondente all'impiegato che ha effettuato il controllo. Sul banco del cassiere si accende allora una spia verde, ed entra in funzione un segnale acustico.

Se il reparto contabilità non concede il benestare per il pagamento, l'assegno naturalmente non viene siglato e sul tavolo del cassiere si accende una spia rossa.

Durante il controllo l'impianto rimane bloccato, sicché il cassiere non può togliere l'assegno fino a quando il reparto contabilità non ha terminato le sue indagini. Per tutto il tempo in cui questo reparto esamina l'assegno, rimane accesa sul banco del cassiere una luce gialla.

LAMPEGGIATORE A TRANSISTOR

Viene descritto un circuito adatto a far lampeggiare una lampada a incandescenza da 12 V - 15 W, con intervalli di tempo varianti da 0,1 secondi a 2 secondi. Per completare l'apparecchiatura viene riportato anche un circuito di controllo che entra in funzione quando si produce un guasto nel lampeggiatore.

Il circuito descritto è adatto per far lampeggiare fino a due lampade incandescenti da 12 V - 15 W. Il periodo di lampeggiamento può essere regolato variando il valore di un condensatore di temporizzazione. I valori del condensatore sono dati per periodi da 0,1 sec. fino a 2 secondi, comunque si possono ottenere tempi più lunghi variando le caratteristiche del condensatore di temporizzazione. In aggiunta al lampeggiatore base è dato un circuito di controllo che accende una piccola lampada ausiliaria. Se il carico del lampeggiatore viene ridotto, per esempio per la bruciatura di una lampada, la lampada ausiliaria cessa di lampeggiare. Questo circuito di controllo è necessario quando un operatore è lontano dalle lampade.

La commutazione di lampade incandescenti con transistori, pone dei problemi che non esistono per la commutazione con carico resistivo. Quando una lampada è fredda la resistenza del filamento è circa un decimo della resistenza di quando la lampada è in funzione, di conseguenza la corrente di accensione è dieci volte quella di funzionamento. Per esempio, due lampade da 15 W, 12 V funzionanti in parallelo assorbiranno circa 2,5 A quando funzionano, ma assorbiranno almeno 25 A durante l'accensione. In un circuito lampeggiatore dove il periodo è circa 0,5 sec., il filamento della lampada ha tempo di raffreddarsi durante il tempo di chiusura e una grande corrente transitoria sarebbe assorbita ogni volta che la tensione viene applicata alle lampade. In generale, il rapporto dei valori della corrente di picco e di quella media di un transistor di potenza è circa 2 a 1 o anche minore, anche se è stato usato un transistor in grado di sopportare la corrente massima (25 A nell'esempio dato), sarebbe estremamente sprecato durante il funzionamento normale. Si deve tener presente che il costo dei transistor di potenza aumenta con l'aumentare del valore della corrente. Questo problema viene superato adattando un resistore di fuga in parallelo con il transistore di commutazione di potenza. Questo

assicura che una parte della corrente della lampada è assorbita durante il periodo di spegnimento del lampeggiatore, mantenendo il filamento della lampada leggermente caldo. In questo modo la corrente di picco è tenuta bassa.

La corrente attraverso la lampada durante il periodo di chiusura non è abbastanza elevata per causare l'accensione della lampada, sebbene causerà una incandescenza arancione. Usando questo resistore di fuga si può usare un transistor con un valore di corrente di picco minore, e quindi un transistor avente un valore di corrente media, proprio sópra la corrente media del circuito attuale.

Descrizione del circuito lampeggiatore

Il circuito lampeggiatore impiega tre transistor, due (Tr_1 e Tr_2), in un circuito oscillatore a rilasciamento, pilotano il terzo transistor di commutazione di potenza Tr_3 (fig. 1). Tr_2 adempie la doppia funzione di essere parte del circuito oscillatore e parte del circuito pilota di potenza per il transistor di uscita.

Il circuito oscillatore funziona come segue. Prima e immediatamente dopo che il circuito viene acceso, il condensatore C si scarica. Quando la tensione è applicata entrambi i transistor Tr_1 e Tr_2 conducono, Tr_1 attraverso la corrente di carica di C e Tr_2 attraverso il resistore R_1. Come il transistor Tr_2 comincia a condurre, la tensione di collettore cadrà leggermente, comunque questo non influirà sulla corrente di base di Tr_1 finché Tr_2 è completamente saturato siccome non c'è, in questo stadio, alcuna tensione attraverso il condensatore C. Come Tr_1 conduce, la sua tensione di collettore cadrà e una corrente di carica del condensatore, sufficiente a causare la saturazione, fluisce attraverso la base di Tr_1. Come Tr_1 conduce più lentamente e la sua tensione di collettore cade, la corrente di base di Tr_2 cade ed esso viene interdetto.

Mentre Tr_1 conduce, C viene caricato attraverso la base di Tr_1, R_3, R_4 e R_5 in parallelo, essendo il tempo di carica controllato da C e R_3. Quando la corrente di carica cade al di sotto del richiesto per mantenere Tr_1 in saturazione, la tensione di collettore di Tr_1 tende a salire permettendo a Tr_2 di iniziare a condurre. Questo fa scendere la tensione di collettore di Tr_2, essendo il cambiamento trasmesso attraverso C alla base di Tr_1 obbligandolo a diventare positivo e mandandolo in interdizione, saturando così Tr_2. Il condensatore C poi inizia a scaricarsi attraverso R_2, Tr_2 e R_3, essendo il tempo di scarica controllato da C, R_2 e R_3.

Come C si scarica, la tensione di base positiva di Tr_1 si riduce finché diventa zero e quindi negativa. Quando essa raggiunge la tensione di soglia V_{be}, Tr_1 inizia a condurre e la tensione di collettore cade causando su Tr_2 una riduzione della conduzione. La tensione di collettore di Tr_2 aumenta e questo cambiamento è applicato alla base di Tr_1 attraverso il condensatore scarico C, portando Tr_1 verso la saturazione e Tr_2 verso l'interdizione. Questo ciclo poi continua indefinitamente.

Quando Tr_2 è interdetto, una debole corrente fluisce attraverso R_6 alla base del transistor Tr_3 e R_7. Il resistore R_7 è dimensionato per assicurare che Tr_3 non conduca (fino alla temperatura di 70 °C) quando non è applicata alcuna corrente di base.

Quando Tr_2 conduce, una parte della corrente di emettitore fluisce sulla base di Tr_3 causando la sua saturazione; la tensione di alimentazione viene così applicata alle lampade. La funzione del resistore di fuga R_8 è stata discussa in precedenza.

Descrizione del circuito di controllo

Il circuito di controllo facoltativo è utile quando le lampade lampeggianti non possono essere viste dall'operatore e dove è essenziale che tutte le lampade siano in funzionamento. Il circuito è riportato a destra della fig. 1 e consiste di un solo transistor Tr_4, con un circuito di polarizzazione R_9 e R_{10} e una piccola lampadina a torcia sul collettore. La base di Tr_4 (transistor di controllo) è collegata al collettore di Tr_3 (transistor di commutazione di potenza).

Quando Tr_3 è saturato e le lampade principali sono accese, la base di Tr_4 è più positiva dell'emettitore; Tr_4 è interdetto e

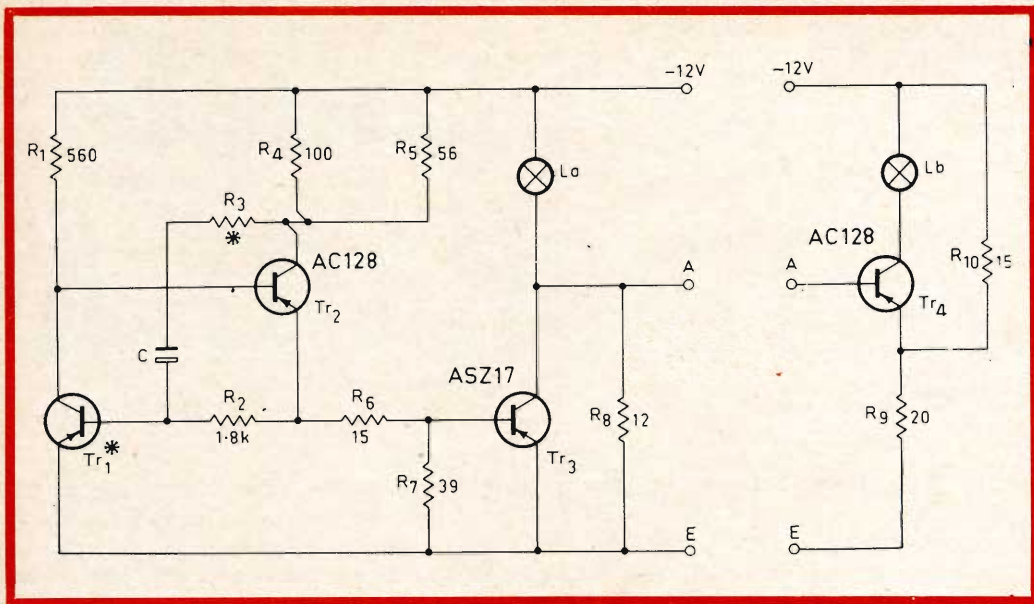



Fig. 1 - Circuito del lampeggiatore con lo stadio di controllo.

COMPONENTI

Resistori	Transistor
R_1 = 560 Ω, ½ W R_2 = 1,8 kΩ, ½ W R_3 = 470 Ω, ½ W con Tr_1 = AC 125 1 kΩ, ½ W con Tr_1 = BCZ 11 R_4 = 100 Ω, 1 W R_5 = 56 Ω, 2 W R_6 = 15 Ω, 1 W R_7 = 39 Ω, ½ W R_8 = 12 Ω, 10 W R_9 = 20 Ω, 5 W R_{10} = 15 Ω, 2 W C = vedere tabella 1, tensione minima 16 V	Tr_1 = AC 125 per temperature fino a 50 °C BCZ 11 per temperature fino a 70 °C Tr_2 = AC 128 Tr_3 = ASZ 17, vedere testo per i dettagli dell'aletta di raffreddamento Tr_4 = AC 128 **Lampade** L_a = lampade fino a 2 x 12 V; 15 W, per esempio lampade per auto L_b = lampade a torcia da 3,8 V; 0,3 A.

la lampada ausiliare L_b non fa luce.

Quando Tr_3 è interdetto, la tensione di collettore aumenta, ma non fino a — 12 V, siccome il resistore di fuga R_8 assorbe una parte della corrente. Con una esatta lampada di carico, 30 W con 12 V, la tensione di collettore di Tr_3 aumenta sufficientemente sopra la tensione di emettitore di Tr_4 per permettere a Tr_4 di condurre e illuminare la lampada nel circuito di collettore, di conseguenza la lampada di controllo si accende quando le lampade principali sono spente.

Se funziona solo una lampada da 15 W, 12 V nel circuito di commutazione principale, allora la tensione di collettore di Tr_3 non aumenta sufficientemente sopra la tensione di emettitore di Tr_4 per far condurre Tr_4 e la lampada di controllo non funziona, il che vuol dire che una lampada principale è difettosa.

Tabella 1

Periodo (secondi)	Condensatori
0,1	20 μF
0,2	40 μF
0,4	80 μF
0,65	125 μF
1,2	250 μF
1,8	400 μF

Costruzione

Due alternative sono date per Tr_1 (e R_3). Un transistor al germanio (AC 125) da usare con temperatura ambiente fino a 50 °C e un transistor al silicio (BCZ 11) da usare con temperature fino a 70 °C. Escluso per l'impiego alle temperature più alte è consigliabile usare il transistor al germanio.

La tabella 1 riporta il periodo di lampeggiamento approssimato per diversi valori del condensatore di temporizzazione C. Il periodo attuale raggiunto varierà leggermente da quello dato, in rapporto alla tolleranza del condensatore di temporizzazione e al guadagno del transistor. Il periodo di lampeggiamento è insensibile ai cambiamenti di tensione e l'unità funzionerà bene fra 9 V e 14 V senza cambiamenti notevoli di periodo.

È essenziale, per un corretto funzionamento, che i transistor siano montati lontani dai resistori che dissipano calore. In particolare i resistori R_8, R_9 e R_{10} non dovrebbero essere posti vicini ai transistor ed essere ben ventilati. I transistor Tr_2, Tr_3 e Tr_4 richiedono dei dissipatori di calore. Se l'unità è montata in una scatola è sufficiente montare Tr_3 su questa scatola con una rondella di mica di isolamento.

Se l'unità non viene montata su un contenitore metallico, si deve montare il transistor Tr_3 su un'aletta di raffreddamento di alluminio o di rame di 5 x 5 cm. Anche i transistor Tr_2 e Tr_4 richiedono un'aletta di raffreddamento per un adeguato raffreddamento.

(Da « Miniwatt Digest ») **F. T.**

OSCILLATORI A TRANSISTOR

Si descrivono tre semplici circuiti oscillatori equipaggiati con un solo transistore e funzionanti in cuffia. Essi possono essere utili per molteplici usi, e l'ultimo, in particolare, può essere usato per esercitazioni Morse.

Nello schema di fig. 1, il circuito oscillante è costituito dai condensatori C_1-C_2 e dall'induttanza della cuffia. Se si utilizza una cuffia doppia ad alta impedenza (2 x 2000 Ω circa) i condensatori dovranno avere una capacità di 50 nF, mentre se si utilizza una cuffia la cui resistenza è dell'ordine di 2 x 60 Ω, i condensatori $C_1 = C_2$ devono essere da 0,5 μF.

In entrambi i casi la frequenza prodotta sarà di circa 1000 Hz. Con questo circuito è possibile impiegare 2 o 3 cuffie collegate in parallelo, questo metodo di collegamento modifica però la frequenza prodotta.

Il generatore rappresentato in fig. 2 è realizzato con il sistema a base comune. Il tipo di transistore che si deve utilizzare non è critico, quindi vanno bene i tipi OC 70, OC 71 o analoghi, come per il circuito di fig. 1.

Il valore del resistore R_1 è dato solo a titolo indicativo e deve essere regolato per avere il valore massimo di potenza nella

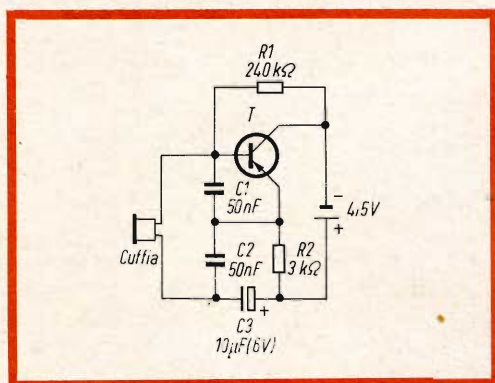



Fig. 1 - L'oscillatore è formato da un circuito di tipo Colpitts in cui la bobina è costituita dall'avvolgimento della cuffia. Il transistore è montato ad emettitore comune.

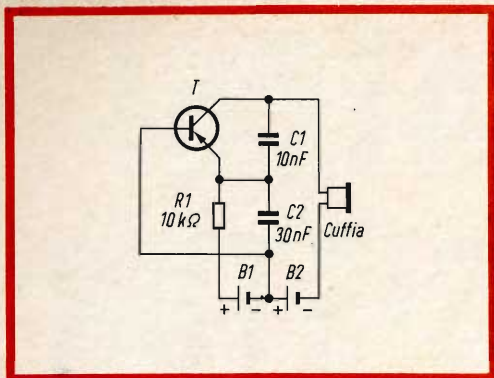



Fig. 2 - Anche questo oscillatore è del tipo Colpitts, ma il transistore è montato con base comune.

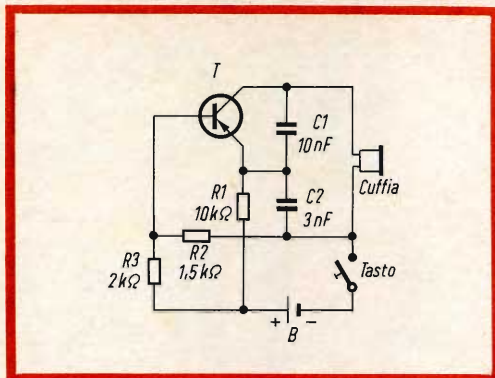



Fig. 3 - Circuito oscillante simile a quello di fig. 2 ma impiegante una sola batteria di alimentazione.

cuffia. Come nel caso precedente, la frequenza ottenuta dipende dal tipo di cuffia impiegata. Con i valori indicati dei condensatori C_1 e C_2 e con una cuffia di 2 x 2000 Ω la frequenza si aggira sugli 800 Hz. L'alimentazione è assicurata da due pile: B_1 da 1,5 V e B_2 da 3 a 4,5 V.

Il circuito rappresentato in fig. 3 costituisce una variante di quello di fig. 2. La batteria B è da 4,5 V. L'oscillatore fornisce una tensione quasi sinusoidale la cui ampiezza è di circa 1 V. Per gli schemi della fig. 2 e 3, la corrente di collettore è generalmente inferiore a 0,5 mA. Per quanto riguarda l'inserzione del tasto, può essere collegato sul circuito di alimentazione.

BETA

(Da « Radio Constructeur »)

Il sistema SECAM III ha realizzato un nuovo primato in fatto di televisione a colori: la trasmissione a lunga distanza tra Parigi e Lisbona per mezzo di 35 stazioni - rele.
La trasmissione è stata realizzata nel corso di un convegno tenuto a Lisbona sulla situazione della televisione a colori in Europa.
Il programma, della durata di 45 minuti, è stato trasmesso dagli studi « colore » della RTF e comprendeva scene tratte dal film « Il mondo senza sole « del comandante Yves Costean, ed altri brani prodotti appositamente.
Il collegamento, realizzato con la collaborazione degli organismi televisivi di Francia, Spagna e Portogallo, è avvenuto attraverso la normale rete di trasmittenti dei tre paesi, nonché con l'aiuto di ponti radio mobili.
Malgrado queste condizioni non del tutto favorevoli, le immagini ottenute sono state di una qualità e di una stabilità eccezionali, dimostrando la forza del segnale SECAM. A Lisbona un ponte radio tra la trasmittente TV e il luogo del convegno ha permesso ai partecipanti di osservare comodamente, su otto ricevitori SECAM, l'inusitata trasmissione. Un normale ricevitore in bianco e nero ha consentito di controllare la perfetta compatibilità della trasmissione.

SEMPLICI APPLICAZIONI DELLE FOTOCELLULE

Parte II

Concludiamo con questo articolo la presentazione di una serie di circuiti di applicazione equipaggiati con fotocellule. Riportiamo diversi semplici circuiti che potranno essere sviluppati per ottenere applicazioni più specifiche, a seconda dell'utilizzazione che interessa al lettore.

Nel semplice montaggio rappresentato dalla fig. 1, il lampo luminoso prodotto da una lampada lampo o da un flash elettronico è trasformato in un impulso elettrico che è amplificato e interrompe il raddrizzatore controllato al silicio o thyratron solido. La corrente che attraversa questo thyratron solido interrompe a sua volta la lampada asservita. Il commutatore S dovrà essere chiuso prima di accendere la lampada nel circuito, per evitare una illuminazione prematura dovuta ai transitori di commutazione.

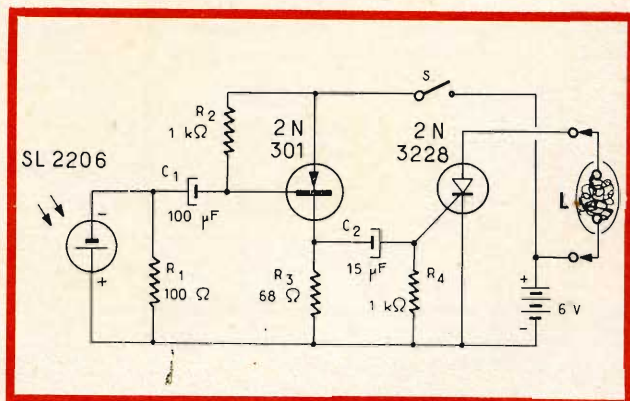



Fig. 1 - Circuito per l'accensione di una lampada lampo per l'illuminazione di un flash. L = lampada lampo.

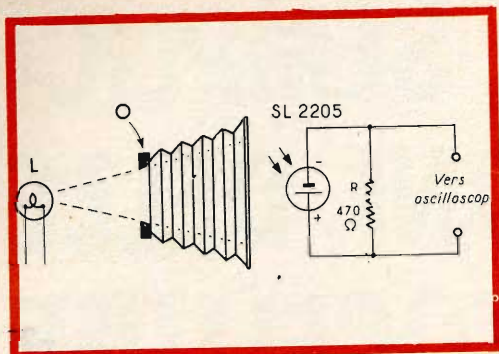



Fig. 2 - Determinazione della velocità di otturazione di una macchina fotografica. L = lampada; O = otturatore.

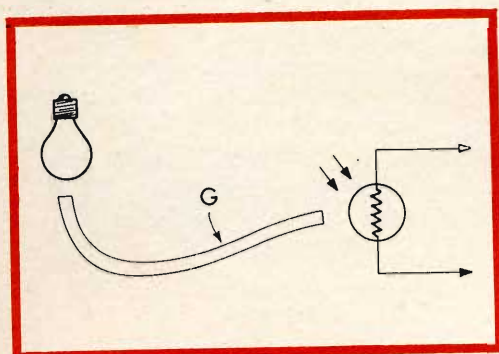



Fig. 3 - Un guida-luce di fibra ottica permette di guidare la luce verso la cellula. G = guida-luce.

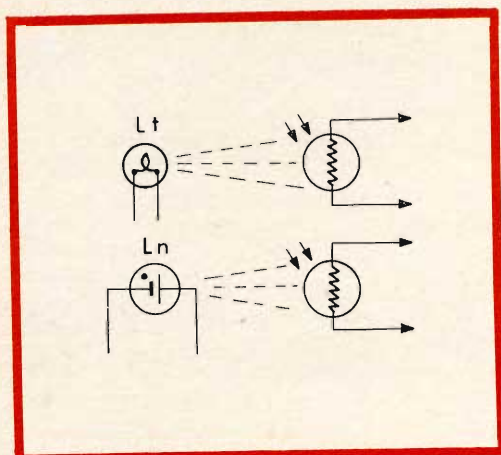



Fig. 4 - Commutazione attuata per mezzo di fotocellule eccitate da tubi al neon o a filamento. Lt = lampada a filamento di tugsteno; Ln = lampada al neon.

Misura dei tempi di otturazione

Quando l'otturatore, nel sistema di fig. 2, è aperto, la luce attraversa l'apertura e cade sulla cellula fotovoltaica. Un impulso elettrico viene prodotto dalla cellula. Osservando la durata di questo impulso su un oscilloscopio calibrato, si può determinare la velocità dell'otturatore della macchina.

Guida-luce

Qualche volta è più comodo o più pratico disporre la fotocellula in un punto dove la luce deve essere rivelata. In queste condizioni, è possibile trasportare la luce sulla fotocellula utilizzando un guida-luce a fibra ottica, come è indicato in fig. 3.

Sistema di commutazione

I sistemi di commutazione utilizzanti delle cellule sono vantaggiosi in quanto hanno un basso rumore di commutazione, non presentano alcuna parte meccanicamente mobile, ed hanno dei segnali di ingresso e di uscita elettricamente isolati. Tutti questi sistemi possono utilizzare delle sorgenti luminose con lampade al neon oppure anche con lampade a filamento.

Quando la luce raggiunge una fotocellula, la sua impedenza cade e si considera che il commutatore è chiuso. Quando la fotocellula non è più illuminata la sua impedenza è elevata e si considera che il commutatore è aperto.

La fig. 4 illustra così due commutatori indipendenti. Uno è eccitato da una lampada con filamento di tungsteno, l'altro da una lampada al neon.

Rivelazione di un liquido trasparente

La presenza o l'assenza di un liquido trasparente, che attraversa un tubo pure trasparente, può essere rivelata con il sistema di fig. 5, la fotocellula è inizialmente posta in modo tale che la luce che attraversa il tubo vuoto possa essere colpita. Quando un liquido trasparente at-

traversa il tubo, il fascio luminoso viene deviato in ragione del cambiamento dell'indice di rifrazione del sistema e la fotocellula non è più illuminata.

La corrente della fotocellula può essere così utilizzata per comandare un sistema d'allarme.

Fig. 5 - Rivelazione della presenza di un liquido in una condotta trasparente. T = tubo trasparente; L = luce incidente; A = liquido assente; B = liquido trasparente.

Lampeggiatore automatico

Quando al crepuscolo cresce l'oscurità, la lampada al neon L dello schema di fig. 6 lampeggia periodicamente. All'alba, questo lampeggiamento si arresta automaticamente.

La fotocellula ha un'impedenza bassa quando è illuminata durante il giorno. In queste condizioni, la caduta di tensione sviluppata ai capi della lampada al neon non è più sufficiente a far scattare la sua accensione.

Quando il livello di illuminazione cade a un valore basso, l'impedenza della fotocellula diventa sufficientemente elevato e la tensione ai suoi capi è sufficiente per provocare l'accensione della lampada al neon.

Il livello luminoso può essere regolato per mezzo di un attenuatore di luce posto davanti alla fotocellula.

Fig. 6 - Lampeggiatore automatico funzionante in oscurità. F = filtro.

Lampeggiatore di avvertimento

Il relais di fig. 7 viene attivato e apre il circuito della lampada durante il giorno. Quando scende l'oscurità, la lampada L lampeggia periodicamente. Il tempo di accensione della lampada è circa di 0,6 secondi.

La lampada L dissipa 60 mA con 4 V. Il relais ha una resistenza di 2,2 kΩ e una corrente di funzionamento di 1,5 mA.

Fig. 7 - Lampeggiatore di avvertimento funzionante in oscurità.

Indicazione a distanza

La fotocellula presenta una impedenza molto elevata in oscurità e una bassa impedenza quando viene illuminata. Quando l'illuminazione sulla fotocellula è soppressa, l'impedenza aumenta e la caduta di tensione sviluppata ai capi di questa fotocellula è sufficiente per accendere la lampada al neon di indicazione L di

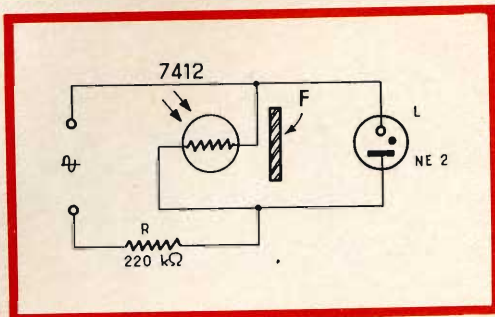



Fig. 8 - Circuito di illuminazione a distanza. F = filtro.

fig. 8. Il livello luminoso necessario per accendere la lampada al neon può essere regolato per mezzo di un attenuatore di luce posto davanti alla fotocellula. La lampada al neon utilizzata è del tipo NE-2 della General Electric.

Indicatore di riempimento a distanza

Il montaggio di fig. 9 fornisce un mezzo per controllare a distanza il livello di riempimento di un recipiente qualsiasi. Quando le fotocellule sono illuminate, la caduta di tensione alle sue prese è insufficiente per accendere le lampade al neon di indicazione. Quando il livello aumenta, la luce è tagliata sequenzialmente dalle fotocellule, una dopo l'altra. Ne risulta che la caduta di tensione ai capi di queste fotocellule aumenta, e le lampade al neon corrispondenti si illuminano sull'indicatore posto a distanza. Le lampade al neon utilizzate sono del tipo NE2 della General Electric.

Fig. 9 - Controllo a distanza del livello di un liquido in un recipiente. L = livello del materiale; I = indicatore a distanza.

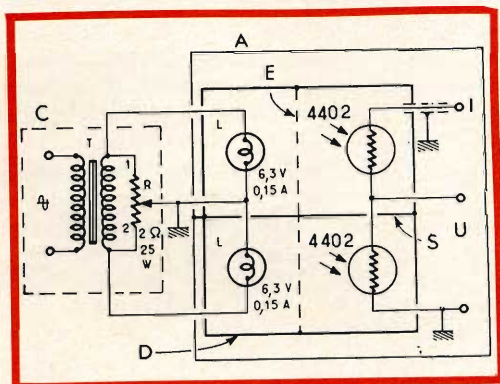
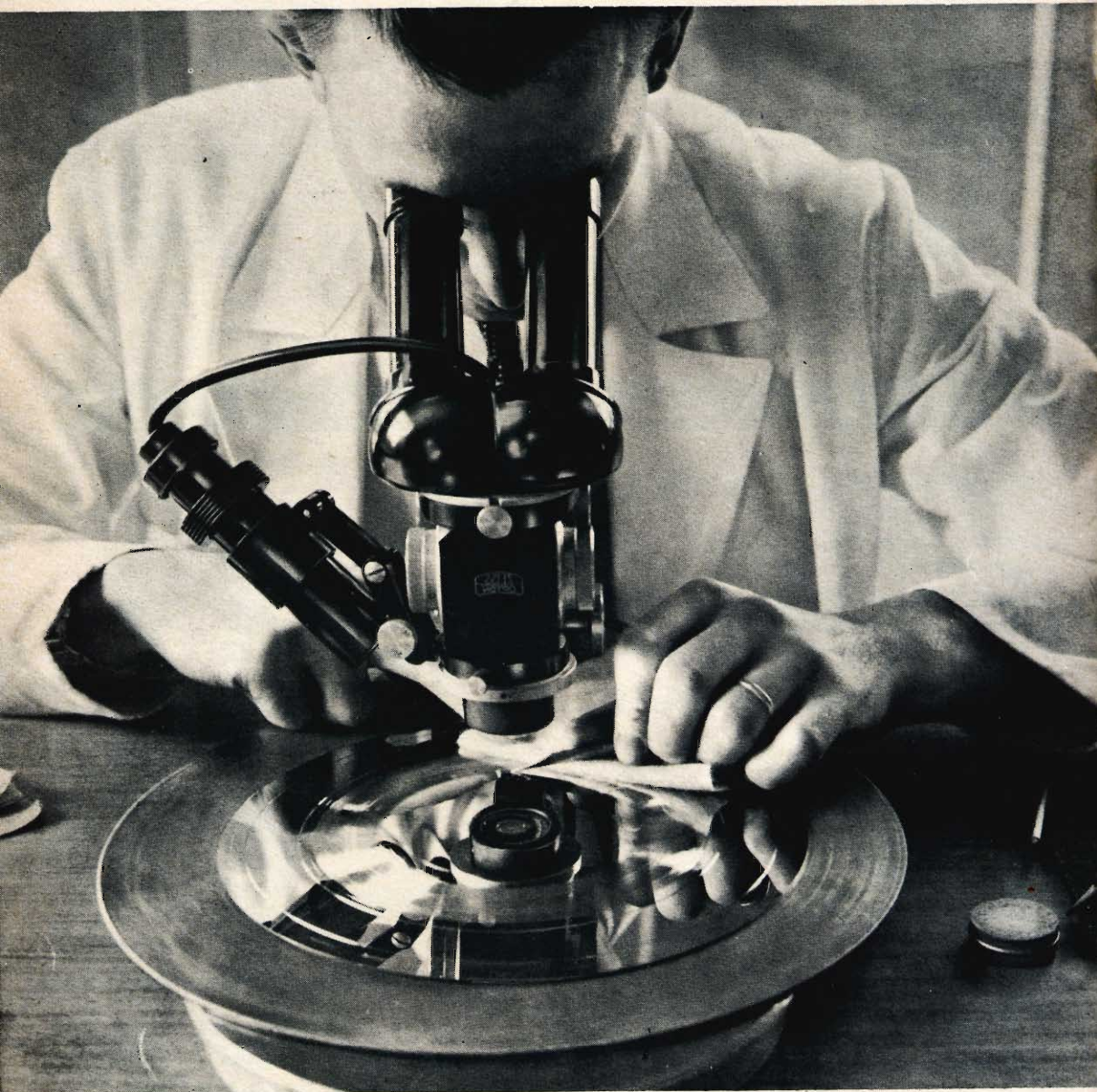



Fig. 10 - Comando a distanza del volume sonoro di un sistema audioacustico; I = ingresso schermato; U = uscita; S = scrermo opaco; E = schermatura elettrostatica; C = comando a distanza; A = sull'amplificatore; D = contenitore isolato dalla luce.

Potenziometro a distanza

Il montaggio di fig. 10 fornisce un mezzo di regolazione a distanza del volume di un sistema per annunci pubblici oppure di un sistema radio qualunque. Una buona risposta di frequenza è ottenuta perché i fili nel circuito del segnale possono essere corti come si vuole, mentre i fili delle lampade di comando possono essere praticamente di qualsiasi lunghezza. Le lampade utilizzate sono del tipo da 0,15 A con 6,3 V. Esse hanno dei filamenti di diametro elevato, la qual cosa riduce il ronzio a due volte la frequenza di rete. La schermatura elettro-

statica fra le lampade e le fotocellule evita alla rete di essere accoppiata al circuito del segnale. Una sorgente di alimentazione continua per le lampade potrà essere utilizzata, se si vuole assolutamente un livello di ronzio minimo. I fili d'ingresso sono schermati per ridurre l'accoppiamento capacitivo fra i segnali d'ingresso e di uscita. Modificando la regolazione del potenziometro R, si modifica la distribuzione di tensione ai capi delle lampade e l'illuminazione rispettiva sulle fotocellule. L'attenuazione massima si produce quando il cursore del potenziometro è in posizione 1, e l'attenuazione minima quando il cursore si trova in posizione 2. Il trasformatore T utilizzato è adattato alla rete ed ha un secondario che fornisce 6,3 V.

(Da « Electronique ») **F. T.**

L'ELETTRONICA

APPLICATA AI TRENINI ELETTRICI

Descriviamo qualche semplice circuito che potrà interessare i numerosi appassionati di trenini elettrici in miniatura. Con questi semplici circuiti si possono ottenere alcuni miglioramenti che giudichiamo molto efficaci per un buon funzionamento del trenino.

La maggior parte degli appassionati di elettronica sono anche amatori dei trenini elettrici in miniatura.

Se questo passatempo può essere semplicemente un gioco e una distrazione, è tuttavia possibile farne un campo di applicazione dal punto di vista dell'elettronica.

Si possono eseguire numerose installazioni che comportano dei circuiti elettronici di comando automatico estremamente complessi. Le ferrovie in miniatura utilizzano il sistema a due conduttori a corrente continua che costituiscono un campo di attività molto interessante.

Descriveremo ora una installazione che lavora su percorsi liberi con una tensione di alimentazione costante, i rallentamenti si ottengono inserendo nel circuito dei resistori. Quando si shuntano queste resistenze con dei diodi, si ottiene facilmente un bloccaggio in un senso o un funzionamento nell'altro senso. La tensione normale per il funzionamento delle locomotive è dell'ordine di 10 V. Alfine di permettere un funzionamento normale, si effettua la regolazione manuale per mezzo del trasformatore regolatore. Si combina, inoltre, il sistema automatico, detto sistema di blocco, con i segnali luminosi.

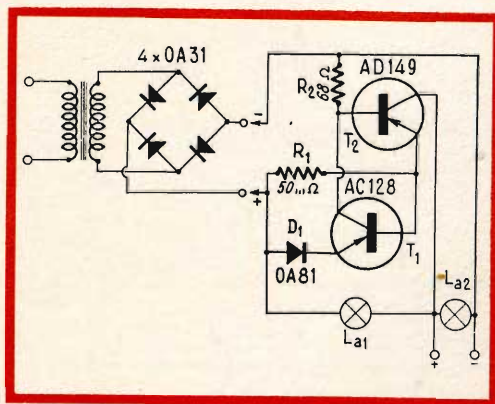



Fig. 1 Schema elettrico dell'alimentatore con limitazione di corrente.

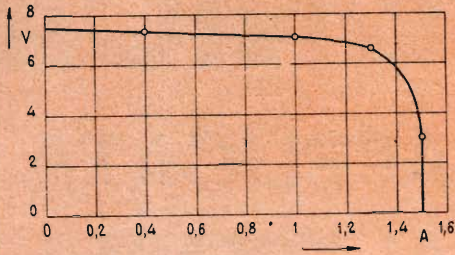



Fig. 2 - Caratteristica di limitazione dell'alimentatore. La debole e costante caduta di tensione è provocata dalla resistenza interna del montaggio. In ascissa è riportata la corrente d'uscita, mentre in ordinata la tensione d'uscita.

È evidentemente possibile effettuare altri montaggi in cui i segnali sono alimentati con diodi, funzionanti così in relazione con la direzione di marcia dei treni, ecc.

L'alimentatore utilizzato deve avere una bassa resistenza interna, allo scopo di ridurre le variazioni della tensione quando il carico varia in proporzioni più o meno grandi, come nel caso di complessi con un numero elevato di treni. D'altra parte, è conveniente prendere alcune precauzioni contro i cortocircuiti che si producono sempre, quando un treno deraglia.

Fig. 3 - Schema del sistema di blocco. La freccia indica la direzione di marcia. R = rotaia d'arresto; L_{a2} = lampadina verde; L_{a1} = lampadina rossa.

In questo caso, si deve evitare che il danno aumenti, perché si danneggerebbe l'alimentatore. A questo scopo, è previsto un montaggio atto a limitare i danni.

Come si fa nei montaggi elettronici equipaggiati con semiconduttori, conviene proteggere in modo efficace il circuito contro le correnti di cortocircuito. La fig. 1 mostra il montaggio che limita immediatamente la corrente in caso di bisogno.

La resistenza R_1 di valore molto basso deve essere costruita con un pezzo di filo di cablaggio. Il valore di questa resistenza determina il ritardo alla fine del quale la limitazione diviene operante. Il funzionamento del montaggio è facile da comprendere.

Il transistore T_1 è normalmente bloccato quando la portata del danno non è molto grande.

In questo caso, la corrente sulla base di T_2 sarà dell'ordine di 0,1 A. Il transistore T_2 è in questo caso conduttore. Quando sopravviene un cortocircuito, la caduta di tensione ai capi di R_1 aumenta, la tensione di blocco di T_1 sparisce. Il diodo rinforza ancora questo effetto di T_2. Si ottiene così facilmente la limitazione di corrente. Dopo la soppressione del corto circuito, il montaggio ritorna al suo stadio originale senza alcun intervento manuale. Allo scopo di conoscere lo stato del montaggio, si inseriscono nel circuito due piccole lampadine, che si illuminano alternativamente a seconda che ci sia il cortocircuito o no.

La fig. 2 mostra la curva indicante che la limitazione diviene effettiva quando la corrente supera 1,4 A.

Il sistema di blocco

Vi sono diversi metodi per realizzare un sistema di blocco. Molto spesso, si utilizzano delle rotaie speciali, comandate da relé bistabili. Il comando è in questo caso effettuato sia per il treno, sia per la sola locomotiva. Questa soluzione meccanica può però essere sostituita con una soluzione elettronica.. Tuttavia, l'inconveniente della maggior parte dei montaggi elettronici è la difficoltà di invertire il senso di marcia dei treni. Quando il contatto di commutazione si trova sulla locomotiva, si hanno dei guasti, perché la locomotiva rende la via libera prima che l'ultima vettura del trenino abbia liberato la sezione da proteggere.

Sarà conveniente dunque fare in modo che sia l'ultima vettura del trenino a comandare il sistema di blocco. Nel montaggio descritto, si evitano gli inconvenienti suddetti. Il montaggio è molto semplice; la figura 3 mostra lo schema che è basato sul fatto che la corrente consumata dal trenino circolante provoca una caduta di tensione sulla resistenza R_1. Il transistore T_1 che è normalmente bloccato, diventa conduttore sotto l'influenza di questa caduta di tensione.

Quando T_1 conduce, si ottiene una caduta di tensione sulla resistenza di collettore R_3, che a sua volta blocca il transistore T_2. Siccome quest'ultimo transistore alimenta la rotaia positiva, il suo bloccaggio rende questa rotaia senza tensione e il treno di conseguenza si arresta. Contrariamente ai montaggi bistabili usuali, questo montaggio è ultrasensibile e attivo con deboli correnti.

In questo caso, è sufficiente che l'ultima vettura del treno possieda una lampadina rossa perché il sistema blocchi efficacemente la rete occupata dal treno. Questa rete non diventa così libera che quando l'ultima vettura libera la sezione da proteggere.

È anche possibile sostituire il dispositivo di illuminazione con una piccola resistenza di 100 Ω che consuma abbastanza corrente per impedire al treno seguente di circolare.

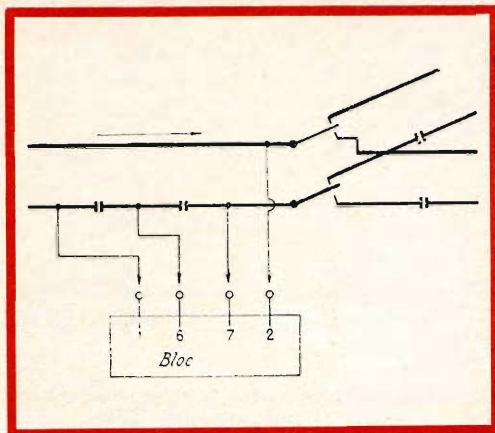



Fig. 4 - Installazione di una unità di blocco posta prima di uno scambio. La freccia indica la direzione di marcia. Bloc = sistema di blocco.

Il transistore T_1 può allo stesso tempo comandare diverse lampade di segnalazione. Le due lampadine (rossa e verde) nel montaggio si illuminano alternativamente e indicano così se il transistore T_1 è bloccato o conduttore. Quando il treno circola nel senso inverso, il transistore T_2 funziona ugualmente nel senso inverso.

È allora costantemente conduttore; per T_1 succede la stessa cosa. Questo montaggio può evidentemente essere ripetuto, quando dei lunghi percorsi lo rendono necessario. Alfine di evitare che un treno ne tamponi un altro che si trova sulla sezione senza tensione, si collega la sezione bloccata e la sezione che la precede con una resistenza da 100 Ω. Gli scambi devono essere collegati a un settore del sistema di blocco. Quando si commuta la corrente di

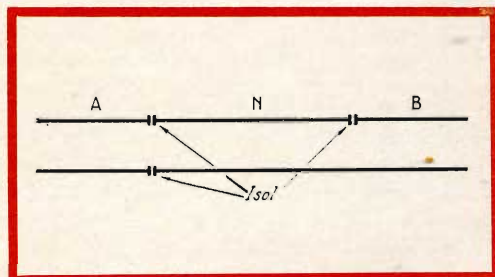



Fig. 5 - Esempio di montaggio di un separatore elettronico.

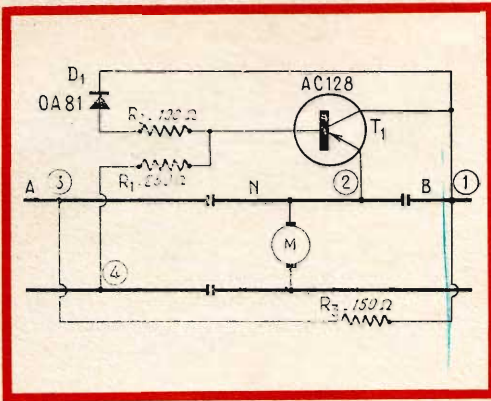



Fig. 6 - Schema elettrico di un separatore elettronico.

marcia dello scambio, il treno circola in funzione della posizione dello scambio. La fig. 4 mostra un esempio di questo montaggio.

Separazione elettronica delle sezioni

Siccome si utilizzano in queste installazioni diversi circuiti di alimentazione, è necessario fornirli di rotaie di separazione. Ora, le rotaie di separazione normali presentano alcuni inconvenienti. Un treno può, per esempio, superare la separazione e ritrovarsi talvolta nella sezione seguente con una polarità inversa. Esso torna allora indietro e si arresta proprio sulla separazione, provocando così un cortocircuito. La fig. 5 mostra il montaggio di una separazione elettronica che evita questi inconvenienti. Si intercala fra le due sezioni A e B, alimentate, una sezione neutra N. Il treno si ferma su questa sezione quando la polarità non è più dello stesso segno nelle due sezioni A e B. Un altro vantaggio è che questa separazione funziona nei due sensi di marcia. Il montaggio della rotaia di separazione elettronica è illustrato in fig. 6. Questa separazione obbliga evidentemente ad utilizzare due alimentatori differenti per le due sezioni A e B, alfine di evitare un cortocircuito se le due sezioni non hanno la stessa polarità. In quest'ultimo caso, converrà utilizzare due transistori in ciascuna sezione. Vediamo ora il funzionamento di questo circuito: supponiamo che il treno circoli dalla sezione A verso la sezione B (fig. 5). La corrente circola in questo caso nel transistore T_1, conduttore, perché la sua base è collegata al collettore attraverso la resistenza R_2 e il diodo D_1. Il valore della tensione di alimentazione è senza importanza. È sufficiente che R_2, che protegge il diodo contro delle correnti troppo elevate, sia abbastanza basso. Questo è il caso di quando A e B hanno la stessa polarità. Quando il treno circola da B verso A, non può arrivare in A che quando la polarità è uguale nelle due sezioni.

Quando la sezione A ha la stessa polarità di B, questa tensione interessa la base del transistore che diventa conduttore.

Se la polarità in A è invertita (contraria a quella di B) o la tensione è nulla, il transistore viene bloccato e il treno si arresta nella sezione di separazione N.

F. T.

(Da « Le haut-parleur »)

A Neuchatel (Svizzera) è stata costituita nel luglio scorso una nuova società chiamata FASEC A.G. (Fabbrica di semiconduttori S.A.), che si occuperà dello sviluppo e della realizzazione di componenti elettronici e di circuiti integrati. Le società che si sono associate sono: la N.V. Philips Gloeilampenfabrieken di Eindhoven, la Philips A.G. svizzera e le cinque seguenti società svizzere: « Féderation Horlogère Electronic Holding », « Ebauches », « Brown Boveri », « Landis e Gyr », ed « Autophon ».
La FASEC A.G. inizierà la sua attività con un capitale di 10 milioni di franchi svizzeri. In base alle attuali valutazioni, gli investimenti complessivi della nuova compagnia ammonteranno a circa 40 milioni di franchi svizzeri.
Il consiglio di direzione sarà formato da nove persone in rappresentanza di tutte le società che hanno dato vita alla FASEC A.G.

GENERATORE BF A TRANSISTOR

Si descrive un generatore di bassa frequenza di costruzione molto semplice. Pensiamo non sia necessario ricordare i numerosi vantaggi che offre un tale apparecchio, tanto per i tecnici riparatori che in laboratorio. Il circuito totalmente realizzato con transistori è interessante per la sua semplicità di costruzione.

In ogni laboratorio di riparazione o di progettazione trovano un posto preponderante il voltmetro, il generatore RF, l'oscilloscopio e il generatore BF. Descriveremo ora la costruzione di un generatore di bassa frequenza.

La parte più importante di un generatore BF è quella che genera le basse frequenze. Queste si possono ottenere con diversi tipi di circuiti. Il circuito da noi scelto è interessante per la sua semplicità di costruzione; esso è totalmente a transistori.

Il generatore completo è montato su due piastre di pertinax; una è destinata all'alimentatore e l'altra al generatore propriamente detto. Questo comporta quattro gamme di cui una a regolazione continua, che permette di ottenere le frequenze comprese fra 20 e 90 kHz, con una tensione di uscita regolabile fra 0 e 3 V.

Il generatore è costituito da un circuito resistenza-condensatore che determina la frequenza e da tre stadi amplificatori a transistori.

L'alimentatore è formato da un trasformatore di rete, in cui la tensione al secondario è di 30 V per un consumo totale di 14 mA, quattro diodi OA 85 collegati in un circuito a ponte e un transistore del tipo AC 128 oppure OC 74 in un circuito con emettitore a massa con una resistenza da 47 Ω; un potenziometro da 50 kΩ e due condensatori elettrolitici permettono una certa stabilizzazione della tensione d'alimentazione. Per ottenere la giusta tensione destinata all'AC 128, il potenziometro da 50 kΩ deve essere incorporato nell'alimentatore.

Questo potenziometro deve essere regolato in modo da ottenere una tensione d'alimentazione di 30 V.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del generatore BF. Come si vede il primo stadio è costituito da un transistore AF 117 con il collettore a massa. Questo circuito presenta un'impedenza d'ingresso molto elevata, ciò evita praticamente tutto il carico alla rete resistenza-condensatore, ne risulta così un funzionamento stabile.

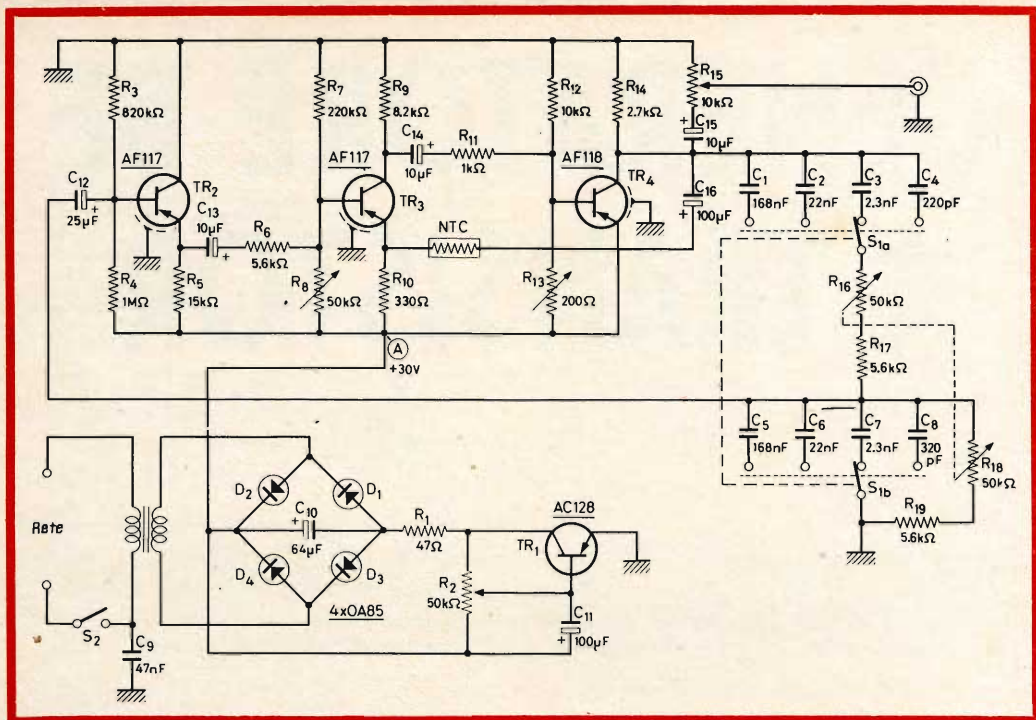



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore BF a transistori.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da ½ W

R_1 = 47 kΩ 1 W
R_2 = 50 kΩ potenziometro lineare
R_3 = 820 kΩ
R_4 = 1 MΩ
R_5 = 15 kΩ
R_6 = 5,6 kΩ
R_7 = 220 kΩ
R_8 = 50 kΩ potenziometro lineare
R_9 = 8,2 kΩ
R_{10} = 330 Ω
R_{11} = 1 kΩ
R_{12} = 10 kΩ
R_{13} = 2,7 kΩ
R_{13} = 200 Ω a filo
R_{14} = 2,7 kΩ
R_{15} = 10 kΩ potenziometro logaritmico con interruttore
R_{16} = 50+50 kΩ potenziometro logaritmico doppio
R_{17} = 5,6 kΩ
R_{18} = 50+50 kΩ potenziometro logaritmico doppio
R_{19} = 5,6 kΩ
NTC = tipo B8 320 03P/2K25

Condensatori

C_1 = 0,168 µF (composto di 2 condensatori poliesteri collegati in parallelo, da 0,068 µF e 0,1 µF - 160 V_{cc})
C_2 = 0,022 µF - 160 V_{cc} poliestere
C_3 = 2300 pF (composto di due condensatori in polistirene in parallelo da 1200 pF e 1100 pF - 125 V)
C_4 = 220 pF ceramico
C_5 = 0,168 µF (composto di 2 condensatori poliesteri collegati in parallelo da 0,068 µF e 0,1 µF - 160 V_{cc})
C_6 = 0,022 µF - 160 V_{cc} poliestere
C_7 = 2300 pF (composto di due condensatori in polistirene in parallelo da 1200 pF e 1100 pF - 125 V)
C_8 = 320 pF (composto di due condensatori ceramici collegati in parallelo da 220 pF e 100 pF)
C_9 = 0,047 µF, 400 V_{cc}, poliestere
C_{10} = 64 µF, 40 V elettrolitico
C_{11} = 100 µF, 25 V elettrolitico
C_{12} = 25 µF, 25 V elettrolitico
C_{13} = 10 µF, 16 V elettrolitico
C_{14} = 10 µF, 16 V elettrolitico
C_{15} = 10 µF, 16 V elettrolitico
C_{16} = 10 µF, 16 V elettrolitico

Transistori

T_1 = AC 128
T_2 = AF 117
T_3 = AF 117
T_4 = AF 118

Diodi

D_1 — D_4 = 4 x 0A 85

Commutatori

$S_{1a,b}$ = commutatore a 4 posizioni - due contatti
S_2 = interruttore di rete.

Nel secondo stadio, il segnale viene fortemente amplificato e simultaneamente, l'ampiezza di questo segnale è controllata da una tensione di regolazione che viene emessa dall'uscita del generatore da C_{16} e della resistenza NTC. Il buon funzionamento di quest'ultima richiede una quantità sufficiente di corrente. È per questa ragione che si è scelto il transistore AF 118 come amplificatore di uscita, in quanto può dare una considerevole corrente. Nel circuito resistenza capacità, si deve utilizzare un potenziometro doppio al posto di un condensatore variabile ordinario.

Questo per cercare di rendere possibile l'applicazione del potenziometro, relativamente meno caro, alfine di mantenere il prezzo dell'apparecchio in limiti ragionevoli. Questo va a scapito della precisione e della stabilità di frequenza, benché questa non deve essere il maggiore inconveniente per la maggior parte di coloro che vogliono costruire l'apparecchio.

Il quadrante delle frequenze (da 20 a 90 kHz) deve essere diviso in quattro gamme:

1) da 20 a 160 Hz
2) da 158 a 1400 Hz
3) da 1370 a 11700 Hz
4) da 11200 a 90000 Hz

Questi valori devono essere segnati come valori medi, siccome ciascuna gamma può in realtà dare piccole differenze su queste cifre. Se si dispone di un generatore calibrato e di un oscilloscopio, si potranno determinare i valori di frequenza con una buona precisione.

Costruzione

La fig. 2 mostra la disposizione delle manopole di comando sulla parte frontale del generatore. Le dimensioni del contenitore d'alluminio sono di circa 20 x 11 x 14 cm. Il pannello frontale è di alluminio annerito al fine di far risaltare le indicazioni riportate in bianco sulle manopole. La manopola situata a sinistra in alto è il commutatore di gamma $S_{1a, b}$. Le posizioni di questo commutatore sono le seguenti (da sinistra a destra):

1) da 20 a 160 Hz
2) da 158 a 1400 Hz
3) da 1370 a 11700 Hz
4) da 11200 a 90000 Hz

La manopola di sinistra in basso comanda l'attenuatore (potenziometro R_{15} da 10 kΩ). Questa è munita anche di un commutatore S_2, utilizzato per commutare la tensione di rete.

A destra in alto, si trova la manopola di accordo che determina il movimento del quadrante della scala. Questo comando può essere demoltiplicato a volontà. Maggiore sarà il rapporto di demoltiplicazione,

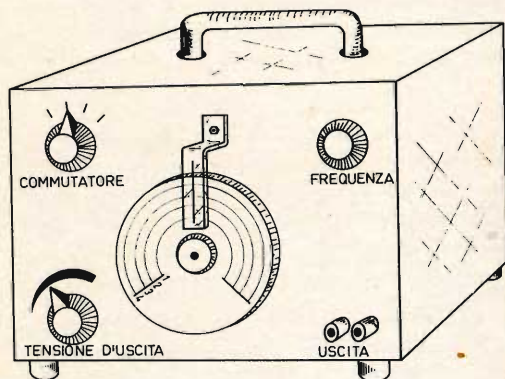



Fig. 2 - Disposizione dei vari comandi sul frontale dell'apparecchio.

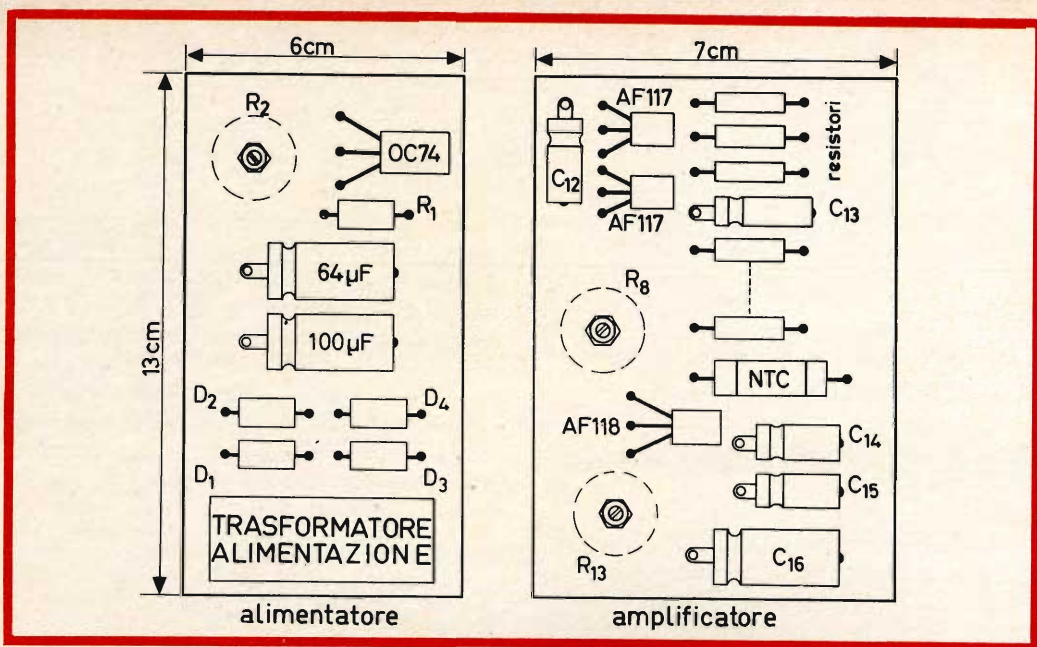



Fig. 3 - Disposizione dei vari componenti su due pannelli comprendenti l'alimentatore (a sinistra) e l'amplificatore (a destra).

migliori saranno le possibilità di avere una regolazione accurata. Il quadrante è fissato all'estremità dell'asse del potenziometro doppio ($R_{16, 18}$). Il quadrante è stato disegnato su della carta bianca incollata dietro un disco di plastica trasparente. La linguetta che serve di riferimento è anch'essa di plastica trasparente. Infine, in basso a destra si possono vedere le boccole di uscita del generatore.

La fig. 3 indica la sistemazione dei componenti posti su due piastre di pertinax; su una viene montato l'alimentatore e sull'altra l'amplificatore. Le due piastre sono montate nel contenitore d'alluminio nella posizione indicata, con l'aiuto di quattro linguette di alluminio e di quattro viti.

Le piastre verranno montate più lontano possibile verso il retro, parallelamente alla parete posteriore del contenitore; il lato che porta gli elementi saldati verrà girato verso il retro dell'apparecchio.

Questo facilita l'accesso per eventuali riparazioni; le due piastre in pertinax saranno tenute separate il più possibile l'una dall'altra.

In mezzo alle due piastre, e al centro del pannello frontale verrà posto il potenziometro doppio $R_{16, 18}$ sul cui asse verrà montato il meccanismo di demoltiplica munito del cordino di raccordo con la manopola di accordo. Fra questo potenziometro doppio e il commutatore di gamma, verrà posta una piastrina di pertinax che porta il circuito resistenza-capacità, costituito da C_1 — C_8 e R_{17} — R_{19}.

Si consiglia di disporre questa piastrina sotto uno schermo separato, alfine di evitare le spiacevoli conseguenze di perturbazioni esterne sulla rete. L'attenuatore di uscita R_{15} sarà fissato più vicino possibile dietro C_{15}, sul pannello anteriore.

Trasformatore d'alimentazione

Si vedrà che questo trasformatore d'alimentazione dà luogo a delle difficoltà du-

rante la costruzione del generatore BF, essendo necessaria una tensione al secondario di circa 35 V. Per il circuito d'alimentazione in questione, si può adottare qualsiasi circuito a condizione che possa fornire una tensione continua di 30 V con un consumo totale di 14 mA.

Fig. 4 - Dettaglio della forma d'onda visibile sull'oscilloscopio.

Regolazioni

Dopo il montaggio e un ultimo controllo a tutti i collegamenti, si dovrà ancora procedere ad alcune regolazioni prima di ottenere un bun funzionamento dell'apparecchio.

Si procederà come segue: collegare il generatore BF alla tensione di rete. Regolare il potenziometro R_2 in modo da ottenere la misura, rispetto a massa, di una tensione di alimentazione di 30 V, con un voltmetro disposto nel punto A (fig. 1). Durante la misura, il collegamento fra l'alimentatore e il resto del circuito deve essere staccato (nel punto A).

Fig. 5 - Variazione della tensione d'uscita.

Dopo aver regolato il potenziometro, si collegherà un oscilloscopio all'uscita del generatore BF e un milliamperometro fra l'emettitore dell'AF 118 e il polo positivo dell'alimentatore (punto A). Collegare anche, a questo stesso punto A, l'alimentatore con il resto del circuito e regolare la corrente dell'AF 118 su 9 mA, con l'aiuto del potenziometro R_{13}.

Questa tensione di emettitore non può variare che di 0,5 mA al massimo, in più o in meno. Esaminare il segnale sull'oscilloscopio e regolare il potenziometro R_8 in modo da ottenere una tensione d'uscita in cui l'ampiezza sia più ridotta possibile, senza tuttavia bloccare l'oscillazione della rete resistenza-condensatore; d'altra parte l'ampiezza della forma d'onda deve restare uniforme.

Fig. 6 - Deformazione misurata sul segnale di uscita.

La regolazione di R_8 può avere provocato una leggera modifica nella corrente di emettitore dell'AF 118, se è così, si dovrà fare una nuova regolazione sul potenzio-

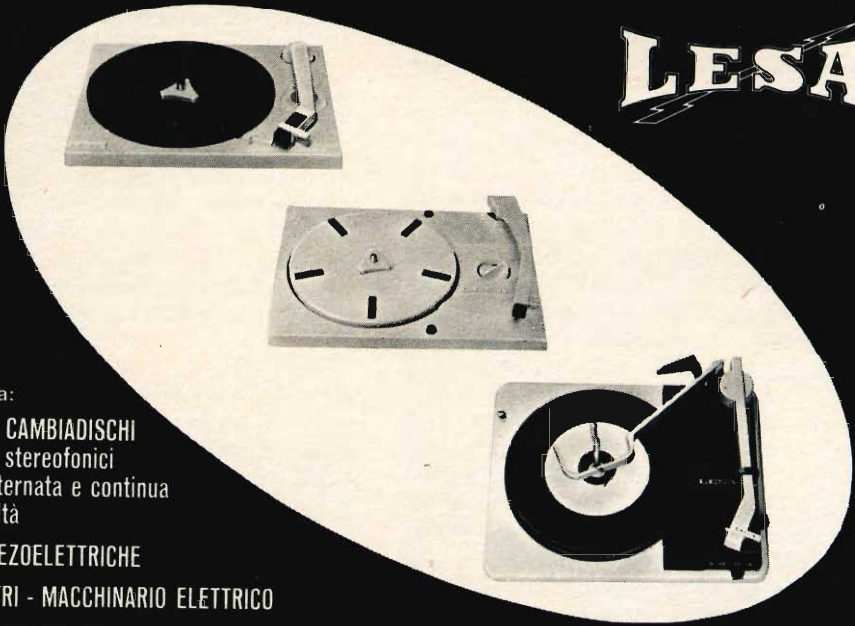
metro R_{13}. Quando si toglie il milliamperometro, si dovrà non solo regolare di nuovo R_{13} ma anche R_8, perché la resistenza inerente all'apparecchio di misura è assorbita nel circuito di emettitore dell'AF 118, durante la misura.

Si potrà così regolare R_{13} e R_8, seguendo la forma d'onda sull'oscilloscopio, e cercando di ottenere il miglior compromesso fra la simmetria e la variazione d'ampiezza della forma d'onda sull'oscilloscopio. Si potrà ugualmente ricorrere a questo metodo se non si dispone di un milliamperometro.

La fig. 4 mostra un dettaglio dello forma d'onda visibile sull'oscilloscopio.

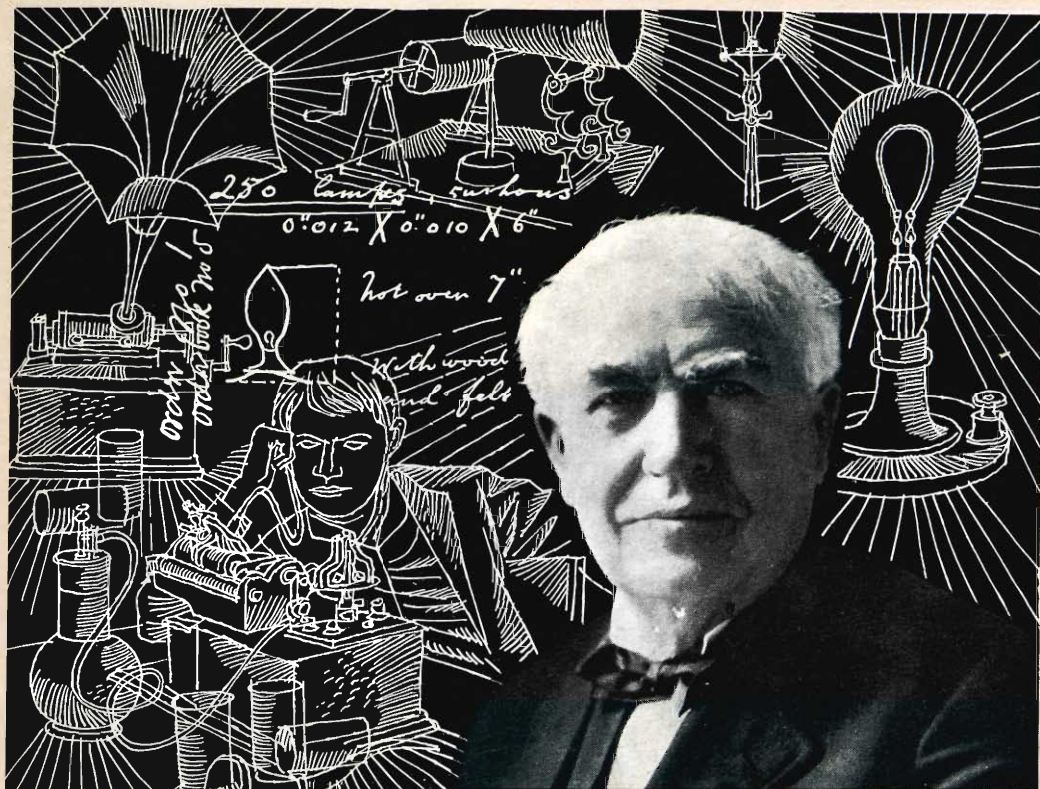
Misure

Tensione continua d'alimentazione: 30 V

Consumo totale: 14 mA

Tensione d'uscita: da 0 a 3 V (regolazione continua)

Durante la regolazione della frequenza del segnale d'uscita attuata mediante R_{16} e R_{18}, l'ampiezza della tensione d'uscita sarà leggermente modificata. Questa variazione è da attribuire alla posizione del commutatore di gamma $S_{1a, b}$.

Questa variazione è riprodotta in fig. 5. Infine la fig. 6 presenta la deformazione misurata sul segnale di uscita.

(Da « Digested Concern Literature ») **ALFA**

THOMAS ALVA EDISON

Thomas Alva Edison fu l'inventore della lampada ad incandenscenza: anche se non fu il primo a costruire una lampada elettrica. Il 19° secolo vide numerosi tentativi volti a costruire una lampada che potesse essere successivamente impiegata nell'uso pratico. Prima del 1800, Davy, per esempio, scoprì il primo arco elettrico, ma solo dopo diversi anni esso trovò una applicazione pratica.

Nel corso del 19° secolo sono state inventate varie lampade ad arco, ma quello che si cercò di scoprire fu una piccola e compatta sorgente di luce, mentre le lampade ad arco erano troppo grandi per essere usate in una stanza. Il problema stava nella suddivisione della luce elettrica in piccole unità, come si era fatto con la luce a gas usata fino allora nelle case e nei negozi.

Fra tutti i pionieri, Edison trovò la via giusta per arrivare alla forma utile di illuminazione elettrica. Egli fu il primo a capire che per una distribuzione generale della luce elettrica attraverso reti di circa 100 volt, il solo tipo di lampada che potesse adattarsi avrebbe dovuto avere una resistenza elevata. Si dedicò così a numerosi esperimenti con differenti tipi di filamento e a questo scopo esperimentò innumerevoli varietà di materiali.

Fili di metallo, di qualunque composizione, fondevano troppo rapidamente quando venivano scaldati ad una temperatura alla quale essi producevano una buona luce, filamenti di legna carbonizzata, fibra vegetale o altri composti di carbone si dimostravano così fragili dopo la carbonizzazione che di solito si rom-

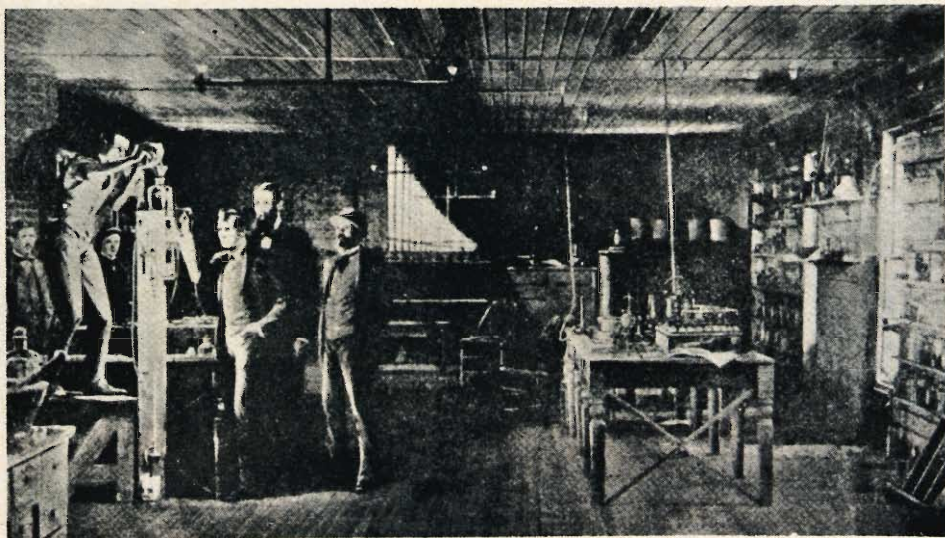
si trovò che una certa fibra di bambù proveniente dal Giappone dava i migliori risultati.

In Europa la lampada di Edison fece il suo debutto alla fiera di Parigi del 1881. Le richieste dei visitatori di accendere e spegnere la lampada furono infinite. Fu il miracolo del secolo.

Il suo impulso sul vecchio mondo fu immediato. Diversi uomini d'affari si accinsero alla produzione di lampade elettriche; in Europa si ebbero uomini come Rathe-

metallo, lampadine ad incandescenza riempite con gas, sodio, mercurio e lampade fluorescenti, tutte fabbricate successivamente su larga scala.

Nel 1895 un operaio specializzato poteva fare tre lampadine in un'ora, nel 1920 circa 30, oggi circa 350 ogni ora.

Per ogni uomo in ogni strada del mondo il termine elettricità è sinonimo di « luce ». Per gli industriali comunque, essa significa « energia », energia che tiene le ruote del commercio in movimento. E fu

Dimostrazione del funzionamento della lampada ad incandescenza.

man, Bergmann, Kolben, Werns, van Siemens, Gerard Philips. Quest'ultimo vide la lampadina elettrica per la prima volta in un famoso caffè di Amsterdam. Con l'aiuto di suo fratello, Gerard Philips iniziò la produzione delle lampadine ad incandescenza a Eindhoven in Olanda; suo fratello più tardi si associò nell'avventura.

Gli esperimenti continuavano di pari passo con la produzione e Philips ebbe una notevole parte nel graduale sviluppo dei differenti tipi di lampadine che passavano dal filamento di carbone al filamento di

sotto quest'aspetto dell'elettricità che il gruppo Edison dedicò la decade seguente all'importante trionfo del 1879.

Tutte le attività si imperniavano sui metodi di sfruttamento della generazione e dell'economica distribuzione della luce elettrica, calore e potenza, includente sistemi a tre fili, reti sotterranee; migliorarono le dinamo e i motori. Nel 1882 fu costruito il primo impianto di potenza. L'affermazione dell'energia elettrica al servizio dell'umanità nelle case e nelle industrie continuava molto velocemente.

pevano prima di essere montati nell'ampolla di vetro.

Nel mondo della scienza, i risultati vengono raggiunti con un enorme consumo di pazienza e perseveranza. Edison era dotato di entrambe queste doti essenziali.

Gli esperimenti si susseguirono, solo per essere scritti nel catalogo degli insuccessi, fino a quando trovò un filamento che non aveva solamente superato la fase di montaggio, ma che non bruciava immediatamente quando si applicava la corrente elettrica. Le probabilità, comunque, erano tuttavia controverse: in ogni momento potevano rompersi, come avevano fatto tutti i suoi predecessori.

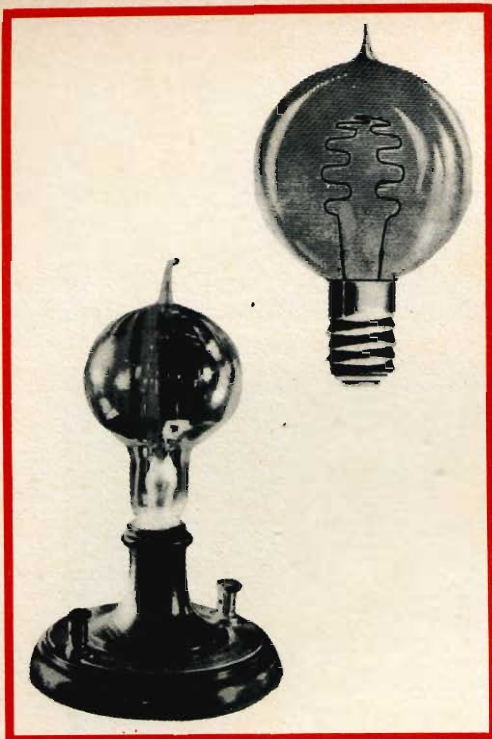
Il 21 ottobre 1879 nel laboratorio di Menlo, la « suspense » deve essere stata intollerabile, mentre i secondi passavano e il filamento di cotone avvolto, carbonizzato continuava a bruciare, i secondi diventavano minuti e la luce continuava a brillare; intanto i minuti si trasformavano in ore e il miracolo continuava.

Le lampade erano diventate durante i vari esperimenti sempre più brillanti, ma niente sembrava più brillante della lampada che Edison teneva d'occhio, ora dopo ora, giorno dopo giorno finché fu costretto a riposarsi. Dopo 40 ore la lampada si spense, ma il miracolo era compiuto; una sorgente di luce che doveva cambiare il volto del mondo era stata scoperta.

Nei laboratori di Edison si lavorava continuamente al problema di migliorare il filamento in modo che bruciasse per giorni, invece di poche ore.

Una vista del laboratorio dove nacque la prima lampadina.

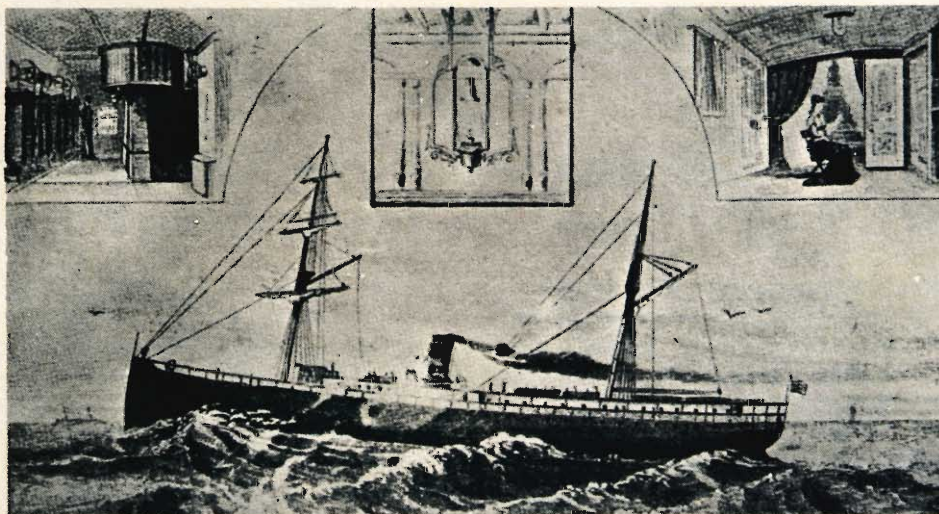
Un altro problema era che la lampada che aveva bruciato per 40 ore era di sole 8-10 candele, cioè della stessa intensità delle fiamme a gas. Ovviamente, per poter competere con la luce a gas, il rendimento della lampada elettrica doveva essere più alto. Gli esperimenti continuarono incessantemente.

Da ogni parte del mondo campioni di varie fibre furono ordinati per le prove. I filamenti furono sperimentati fino a che

Prototipi delle prime lampadine elettriche.

I suoi effetti sull'industria furono rivoluzionari, i cambiamenti nella vita sociale e nell'economia dell'intero mondo furono notevoli. La sua invasione nella sfera domestica risolse tutte le idee preconcette di lusso o economia; essa venne impiegata per impianti di illuminazione, di riscaldamento, per impianti di aria condizionata, di refrigerazione, di essiccamento, per aspirapolveri, macchine da lavare ecc.

In tutto il mondo, le strade di notte diventarono gaie con la nuova atmosfera di luci brillanti e di insegne colorate.

L'illuminazione delle strade fece diminuire i pericoli dei viaggi notturni, liberando le città dalla tirannia dell'oscurità. Non fu solo l'invenzione della lampadina che permise a Edison di allargare le sue possibilità, ma fu anche il suo infallibile genio nel « mettere il dito » in questa o in quella scoperta o sviluppo che potesse dare risultati commerciali.

Questo, insieme con la sua stupefacente abilità di organizzatore su larga scala, evitò che il suo lavoro passasse inosservato come altre invenzioni contemporanee. Edison fu prevalentemente uno scienziato, così il laboratorio rimase il suo primo e unico

La « Colombia » la prima nave americana munita di illuminazione elettrica.

Prova e controllo finale delle lampade « TL ».

amore, e ogni guadagno finanziario della sua invenzione e i relativi sviluppi furono immediatamente rimessi nel lavoro di ricerca.

Edison sostenne, per lo sviluppo e la espansione dell'elettrificazione, questi sette punti:

1) Una dinamo per la generazione dell'elettricità.

2) Un sistema di conduttori con il quale la corrente potesse essere portata in ogni casa separatamente.

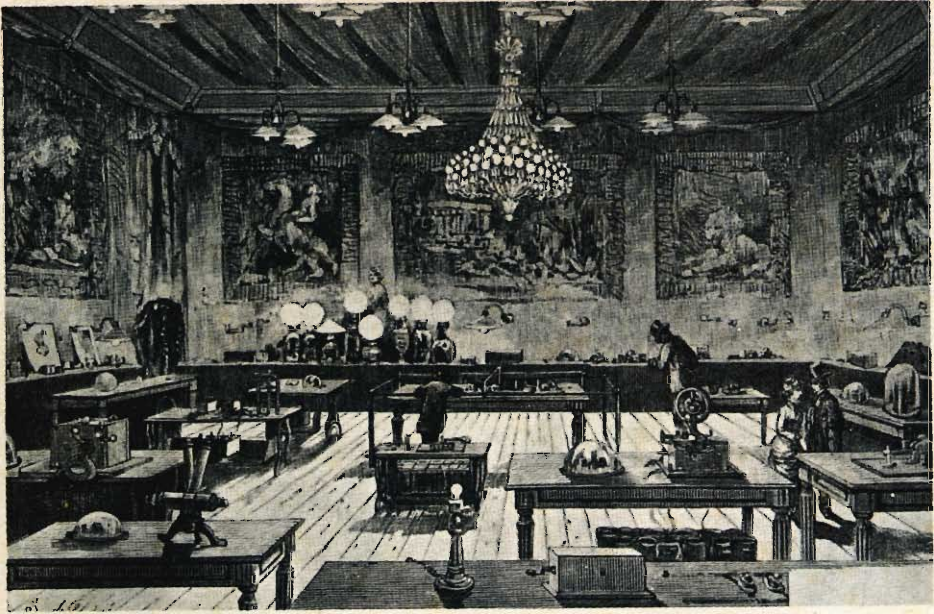
3) Un metodo per mantenere la tensione nell'intero sistema indipendentemente dal numero di lampadine in funzione. (Questo fu il sistema parallelo, opposto al sistema serie).

4) Una sorgente di luce che potesse essere prodotta su larga scala; questa luce doveva competere, in qualità e prezzo, con la luce a gas.

5) Un metodo di alimentazione di corrente fatto in modo che si potesse collegare separatamente un numero qualsiasi di lampadine.

6) Un metodo di protezione per il sistema di distribuzione di corrente contro sovraccarichi e cortocircuiti (circuiti muniti di fusibili) e il progetto della disposizione di lampadari e interruttori per facilitare l'applicazione pratica della luce nelle case.

7) Uno strumento per registrare il consumo di corrente dei consumatori.

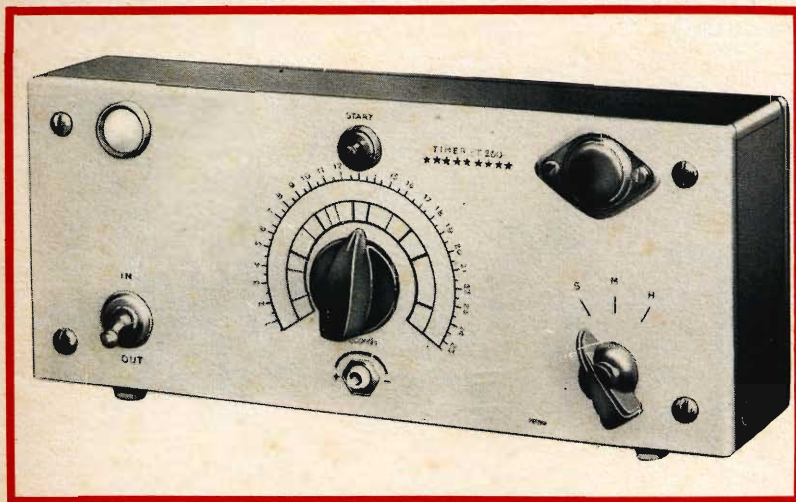
Sarebbe impossibile pensare a un mondo

Alla Fiera di Parigi del 1881, la lampadina di Edison fece un'enorme sensazione.

senza lampadine elettriche per l'illuminazione di case e per migliaia di altre applicazioni all'aperto e al coperto, per il traffico in terra, mare e cielo, per industrie, uffici, studi e in numerose altre applicazioni. L'elettricità è la cornea che è stata inserita negli occhi privi di vista dell'oscurità: la piccola, lampadina elettrica che brillò per 40 ore in un piccolo laboratorio sconosciuto ha privato la notte della sua prerogativa, la sua luce illuminerà i sentieri dell'umanità fino alla fine del mondo.

F. T.

(Da « Announcer »)

Alcune industrie europee, agenti nel settore della tecnologia spaziale, si sono consociate dando vita ad un consorzio noto come EST (European Satellite Team); tra esse figura anche l'italiana FIAR. Scopo del consorzio è quello di progettare e produrre satelliti, con la consulenza tecnica della General Electric americana; i primi programmi consisteranno nello studio di progetti da presentare all'ESRO, per la realizzazione dei satelliti da lanciare nei prossimi anni. Le varie industrie del gruppo si divideranno i compiti nella costruzione del satellite e delle sue parti: controllo inerziale, controllo termico, apparati di telecomunicazione, batterie di alimentazione, strumentazione a terra.

TEMPORIZZATORE SPERIMENTALE

Viene descritto un temporizzatore a transistor, capace di controllare l'inserzione o la disinserzione di un circuito elettrico fino a 5A/ /300V, con tempi compresi fra 0,1 e oltre 3000 secondi.

La maggior parte dei temporizzatori elettronici a transistor, fino ad ora realizzati, presenta l'inconveniente di controllare solo intervalli di tempo massimi dell'ordine, di pochi minuti e di richiedere inoltre l'impiego di componenti costosi o di difficile reperibilità.

Per ovviare a tali inconvenienti, è stato progettato e lungamente sperimentato il temporizzatore qui descritto, che offre i vantaggi di impiegare componenti G.B.C. economici e facilmente reperibili, di consumare solo circa 1 W per controllare potenze sino a 1.500 W e, novità assoluta, di poter effettuare tempi di ritardo non solo dell'ordine di secondi e di minuti, ma anche di ore.

Occorre premettere, tuttavia, che se nessuna difficoltà si presenta affrontando le scale con tempi più piccoli, dove anche la precisione e costanza di calibratura è più che soddisfacente, per i grandi tempi di dilazione (nelle prove si è giunti sino a 5 ore di ritardo massimo) le difficoltà di messa a punto aumentano e lo stesso dicasi della possibilità di ottenere tempi molto precisi.

Converrà pertanto, specie ai meno esperti che si accingessero a realizzare questo temporizzatore, tenere presente che le stesse tolleranze dei resistori e dei condensatori e la dispersione delle caratteristiche dei transistori, sia pure formalmente identici a quelli indicati come valore e tipo, possono far variare notevolente i tempi di dilazionamento ottenibili rispetto a quelli medi indicati.

Il circuito elettrico

Come è visibile dallo schema di **fig. 1**, questo temporizzatore è alimentato dalla rete a c.a. tramite il trasformatore T1, la cui tensione a 12 V del secondario viene rettificata mediante il raddrizzatore al selenio D 1, inserito col positivo a massa. L'uscita delle tensioni a c.c. sono tre, contraddistinte con le lettere A, B, C, e vanno ad alimentare il temporizzatore nei punti contrassegnati con lettere analoghe.

La corrente erogata da D1 è di circa 60 mA, con il relé L1 non eccitato, e di 105 mA quando è eccitato. L'interruttore generale I 1, quando è aperto, esclude sia il temporizzatore che il carico posto all'uscita U del relé L 1; quando è chiuso, la lampada-spia al neon N 1 si illumina ed il temporizzatore è inserito in posizione di attesa. Allora, se il relé L 1 è stato collegato utilizzando i contatti F-Z, il carico esterno è disinserito; se, al contrario, si saranno utilizzati i contatti D-G, il carico è inserito. La scelta dei contatti da utilizzare dipende dal-

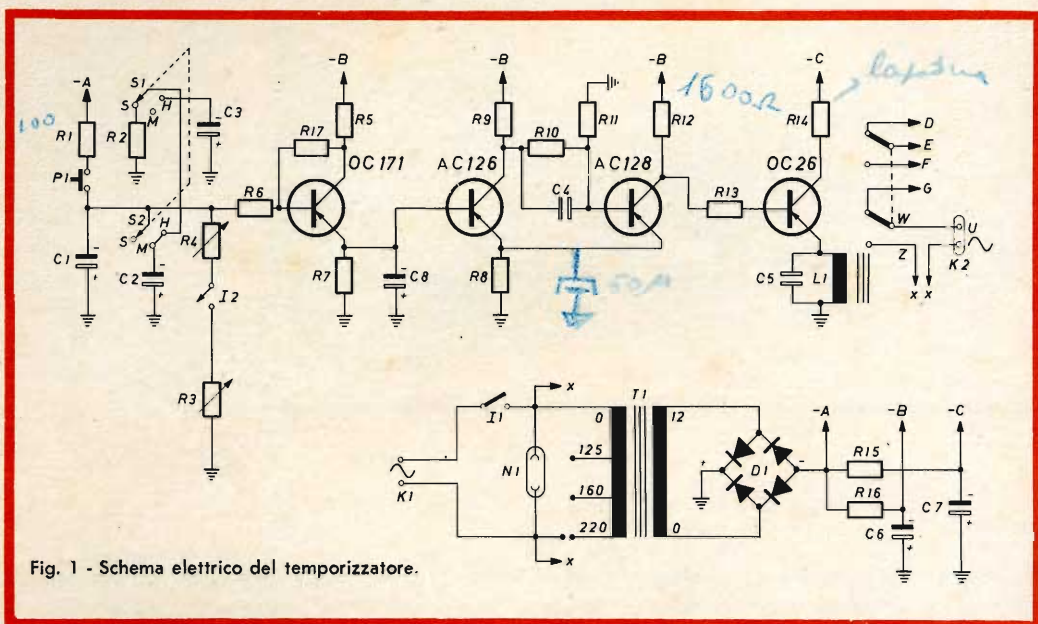



Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore.

l'uso a cui si vuole destinare il temporizzatore e può essere variata a piacere. Ai capi di L 1 è posto il condensatore C 5 che ha lo scopo di assorbire eventuali extra-tensioni. Il transistor finale OC 26 ha la funzione di fornire la potenza necessaria (0,1 A/6 V) per azionare L 1. I resistori R 13 ed R 14 hanno lo scopo di limitare, rispettivamente, la tensione di base e la corrente di collettore.

Fra lo stadio temporizzatore (OC 171) e lo stadio di potenza (OC 26), è interposto un trigger di Schmitt, composto dai transistor AC 126 e AC 128. Quando l'OC 171 si trova in stato di non conduzione, anche l'AC 126 si trova bloccato, mentre l'AC 128 conduce. Data la presenza di R 12, la tensione sul collettore è di circa — 3 V, e di soli — 2,6 V sulla base dell'OC 26, per cui quest'ultimo è attraversato da una corrente insufficiente ad eccitare L 1.

Attivando lo stadio temporizzatore (OC 171), la tensione di base dell'AC 126 cresce bruscamente e si ha la commutazione rapidissima del circuito dalla prima condizione stabile (AC 126 bloccato, AC 128 conduce), alla seconda posizione stabile (AC 126 conduce, AC 128), per cui la tensione sul collettore dell'AC 128 sale a —7,2 V e a —6,3 V sulla base dell'OC 26.

Pertanto, quest'ultimo è attraversato da una corrente sufficiente (0,1 A) per eccitare il relé L 1.

Al decrescere della tensione sulla base dell'AC 126, anche se ciò avviene in modo molto lento, quando passa per il valore critico di scatto (circa — 1,4 V), il circuito si commuta nuovamente ed L 1 si diseccita.

Come detto, il temporizzatore vero e proprio, ossia lo stadio che determina la durata dei tempi attivi di ritardo è quello che fa capo al transistore OC 171. Questo stadio è provvisto di un commutatore S1-S2 a 2 vie e 3 posizioni, contrassegnate in fig. 1 con le lettere S, M, H.

Nella posizione S il solo condensatore C 1 viene caricato quando si preme il pulsante P 1; nella posizione M viene inserito e caricato in parallelo il condensatore C 2 e nella posizione H si aggiunge, pure un parallelo, il condensatore C 3.

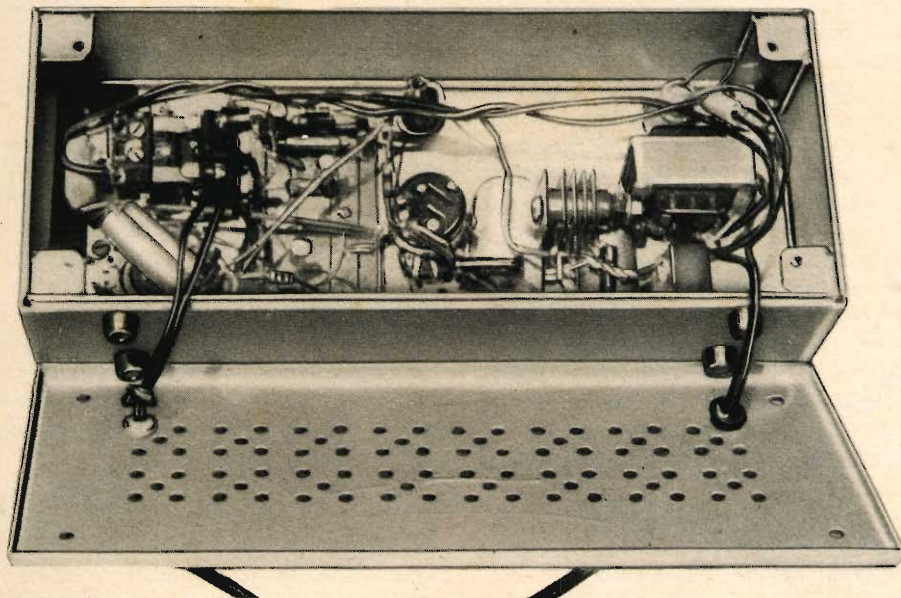



Fig. 2 - Il temporizzatore visto posteriormente. Tutti i componenti sono montati direttamente sul retro del pannello frontale.

Qualunque sia la posizione in cui si trovi il commutatore, premendo il pulsante P 1 per circa 1 secondo, i condensatori inseriti si caricano a circa — 14 V (attraverso al resistore limitatore R 1) e l'OC 171, fortemente polarizzato sulla base, passa istantaneamente allo stato di conduzione. Il trigger si commuta contemporaneamente e il relé L 1 si eccita.

Il conteggio del tempo ha inizio dall'istante preciso in cui si rilascia il pulsante P 1.

I condensatori inseriti iniziano allora a scaricarsi attraverso R 4, che a seconda se sarà stato regolato più o meno inserito come resistenza, determinerà anche il tempo per cui L 1 rimarrà eccitato.

I tempi di ritardo ottenibili vanno da circa 0,1 secondi con R 4 ed R 3 del tutto esclusi, sino a 4 - 8 - 12 minuti primi (per le scale S-M-H) con R 4 tutto inserito (0,5 MΩ).

Per poter calibrare con esattezza i tempi più brevi (secondi) è previsto il potenziometro semifisso R 3.

Il moltiplicatore della costante di tempo

Fin qui, questo temporizzatore è di tipo piuttosto tradizionale. La novità risiede nel circuito moltiplicatore della costante di tempo che entra in funzione quando viene aperto I 2, escludendo così R 4 ed R 3.

In tal caso, i resistori R 6 ed R 17, che prima non intervenivano in modo apprezzabile a determinare la durata del tempo di scarica di C 1 - C 2 - C 3, acquistano, in connessione con R 5 e l'OC 171, un'importanza preponderante.

I tempi massimi di dilazionamento che, con moltiplicatore escluso, abbiamo visto erano per le tre posizioni del commutatore, rispettivamente di 4 - 8 - 12 minuti primi al massimo, salgono, aprendo I 2, a 10, 30 e 65 minuti primi. In fase sperimentale, ponendo per R 6 il valore di 6,8 Mohm si sono ottenuti sulla terza posizione (H) dilazioni dell'ordine di 5 ore, con funzionamento tuttavia molto critico.

Come già premesso, l'impiego del moltiplicatore della costante di tempo è da considerarsi in fase sperimentale ed al limite delle possibilità di ritardo dei sistemi basati sulla costante RC. Non ci si attenda, quindi, per dilazioni di ore, le precisioni che si possono ottenere da un sistema meccanico ad orologeria.

Inoltre, come si vede dallo schema, l'apparecchio non è stabilizzato e ne consegue che tutte le variazioni della tensione di rete influiscono per tutto il tempo che il temporizzatore resta in funzione, alternandone la precisione.

Realizzazione

Il temporizzatore può essere tutto montato direttamente sul retro del pannello frontale e racchiuso in una cassettina metallica (provvista sul tergo di abbondanti fori di areazione) dalle dimensioni interne di 110 x 255 x 60.

La disposizione di massima dei vari componenti principali e il piano di foratura del pannello sono visibili nella **fig. 3.**

Ad eccezione dell'OC 26, gli altri transistor sono montati su un circuito stampato (o all'occorrenza anche su semplice basetta di bachelite con pagliette d'attacco prefissate), avente le dimensioni di 40 x 65 mm.

Il circuito stampato trova posto sul retro del pannello fra L 1, S 1-S 2 ed R 3, R 4, col lato più lungo nel senso dell'altezza.

Comunque, la disposizione dei vari componenti non è critica e può essere diversa da quella qui suggerita.

Per l'uscita U è stato usato un cordone bipolare con presa K 2, fatto uscire posteriormente dalla cassettina metallica, all'altezza di L 1. Parimenti, il cordone di rete K 1 è stato fatto entrare posteriormente in corrispondenza di T 1.

La scala di R 4 sul pannello va tarata riferendosi ai tempi forniti da un buon cronometro. Notevoli variazioni rispetto ai tempi ottenibili qui indicati si possono ottenere da apparecchio a apparecchio, per effetto delle tolleranze costruttive dei componenti.

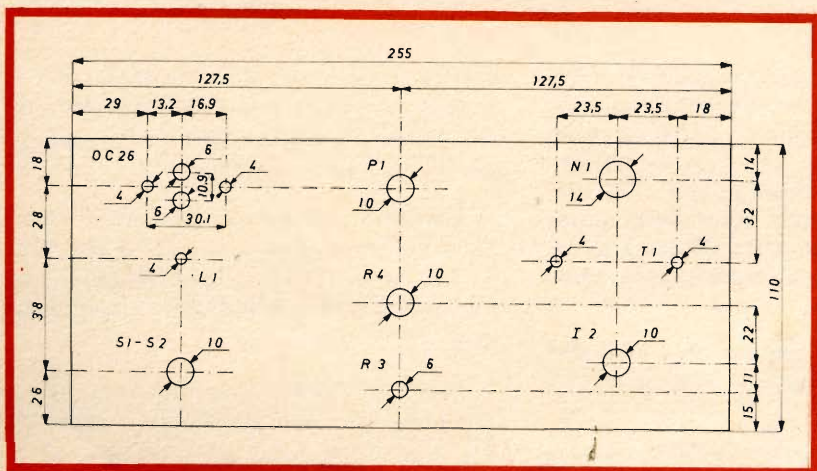
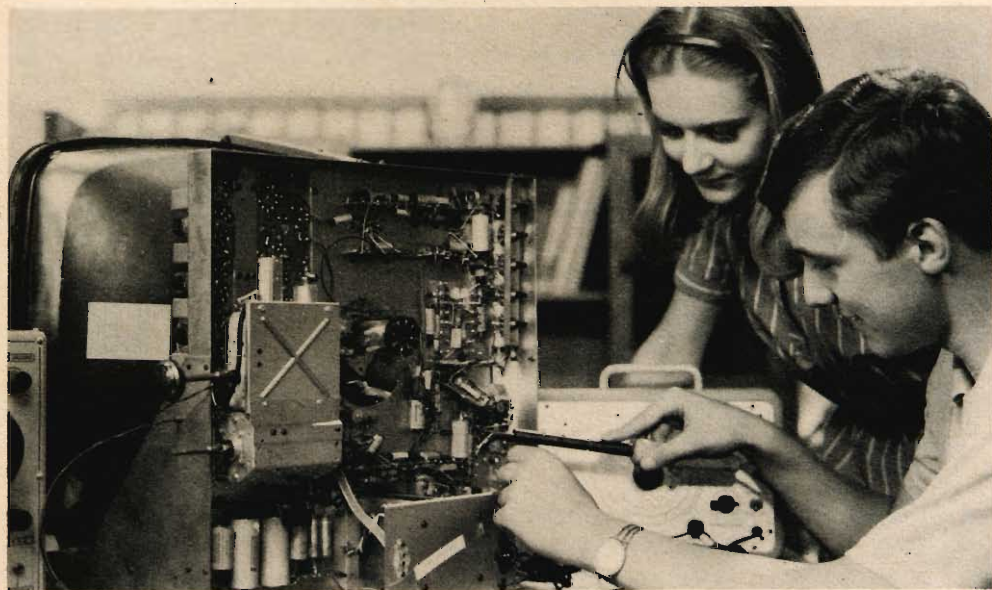



Fig. 3 - Piano di foratura del pannello frontale (visto da tergo).

SAPERE E' VALERE

E IL SAPERE SCUOLA RADIO ELETTRA E' VALERE NELLA VITA

agenzia dolci 351

QUESTA SEMPLICE CARTOLINA: ritagliala ed inviala oggi stesso col tuo nome, cognome ed indirizzo alla Scuola Radio Elettra. Nessun impegno da parte tua: non rischi nulla ed hai tutto da guadagnare. Riceverai immediatamente un meraviglioso OPUSCOLO A COLORI gratuito, e non avrai bisogno di altre informazioni.
Saprai così che oggi studiare per corrispondenza con la Scuola Radio Elettra è facile. Ti diremo tutto ciò che devi fare per divenire in breve tempo e con modesta spesa un tecnico specializzato in:

RADIO STEREO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV A COLORI ELETTROTECNICA

Capirai quanto sia facile migliorare la tua vita. Infatti con la Scuola Radio Elettra studierai comodamente SENZA MUOVERTI DA CASA TUA. Le lezioni ed i materiali ti arriveranno alle scadenze che tu vorrai. A fine corso potrai seguire gratuitamente un periodo di perfezionamento di 15 giorni presso i modernissimi laboratori della Scuola Radio Elettra - la sola che ti offre questa straordinaria esperienza pratica.
Sarà per te un divertimento istruttivo che ti aprirà UNA CARRIERA SICURA: la più moderna ed entusiasmante. Oggi infatti la professione del tecnico è la più ammirata e la meglio pagata: gli amici ti invidieranno e i tuoi genitori saranno orgogliosi di te. Ma solo una profonda specializzazione può farti ottenere questo splendido risultato. Ecco perchè la Scuola Radio Elettra, grazie ad una lunghissima esperienza nel campo dell'insegnamento per corrispondenza, ti dà oggi il SAPERE CHE VALE.

Non attendere. Il tuo meraviglioso futuro può cominciare oggi stesso. Richiedi subito l'opuscolo gratuito alla

MATERIALE OCCORRENTE

N.	Simbolo	Descrizione	N. G.B.C.
		Resistenze	
1	R1	15 Ω ½ W	D/32
2	R2-R14	33 Ω ½ W	D/32
1	R3	0,025 MΩ potenziometro semif., lineare	D/151
1	R4-I 2	0,5 MΩ potenz. con interr., lineare	D/204
1	R5	10 kΩ ½ W	D/32
1	R6	1,8 MΩ ½ W	D/32
1	R7	2,2 kΩ ½ W	D/32
1	R8	100 Ω ½ W	D/32
2	R9-R12	560 Ω ½ W	D/32
1	R10	1,7 kΩ ½ W	D/32
1	R11	370 Ω ½ W	D/32
1	R13	330 Ω ½ W	D/32
1	R15	15 Ω 4 W	D/75
1	R16	270 Ω 2 W	D/70-4
1	R17	3,3 MΩ ½ W	D/32
		Condensatori	
3	C1-C2-C3	200 µF-25 V.L. elettrolitico	B/438
1	C4	47 kpF-125 V-poliestere	B/198-6
1	C5	100 kpF-400 V-poliestere	B/199-11
2	C6-C7	500 µF-25 V elettrolitici	B/365-1
1	C8	6,4 µF-25 V elettrolitico	B/297
		Transistori	
1	OC 171	Philips	
1	AC 126	Philips	
1	AC 128	Philips	
1	OC 26	Philips	
		Varie	
1	S1-S2	Commutatore 2 vie - 3 posizioni	G/1004
1	D1	Raddrizzatore al selenio 20 V/300 mA	E/58
1	—	Manopola a indice per strumenti	F/19
1	—	Manopola a indice	F/36
1	—	Riduttore in ottone per perno di R4	G/213
2	—	Gommini in para passacavo (per K1-K2)	G/236
1	I 1	Interruttore unipolare	G/1101
1	I 2	(vedi R4)	—
1	L1	Relé 6V/67 Ω	G/1485
1	N1	Segnalatore al neon 220 V/1mA	G/1853
1	T1	Trasformatore 1,5 VA - prim. univ./sec. 12 V	H/323
1	K1	Cordone con spina	C/225
1	K2	Cordone con presa	C/235
1	P1	Interruttore a pulsante	G/1212-1

IL MODULO PD-M PER L'ACCENSIONE CONTROLLATA DEGLI SCR

Una delle difficoltà che il tecnico delle correnti forti incontra spesso nell'uso dei diodi controllati come dispositivi ad angolo di conduzione variabile è costituita dai circuiti di controllo necessari per il loro impiego: questi sono infatti tipici circuiti a correnti deboli e richiedono perciò metodi e tecniche realizzative del tutto particolari.

Il L.A.C.E.P. (Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici Professionali della Philips) ha sviluppato e realizzato un semplice ed economico circuito di controllo che consente l'immediata realizzazione di numerosissime applicazioni di diodi controllati.

Il circuito è essenzialmente costituito da due transistor collegati in modo tale da generare un impulso nell'istante in cui la tensione ai capi di un condensatore raggiunge un particolare valore.

Il condensatore viene caricato in ogni periodo, attraverso il potenziometro di controllo esterno, da una semionda di tensione che costituisce l'unica alimentazione del circuito e che viene ricavata in maniera immediata, come verrà mostrato più avanti, dalla tensione alternata o pulsante applicata al diodo controllato. L'impulso

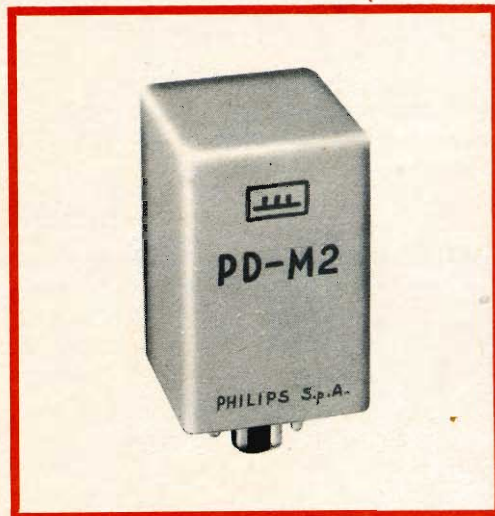



Fig. 1 - Modulo PD-M2 con innesto octal.

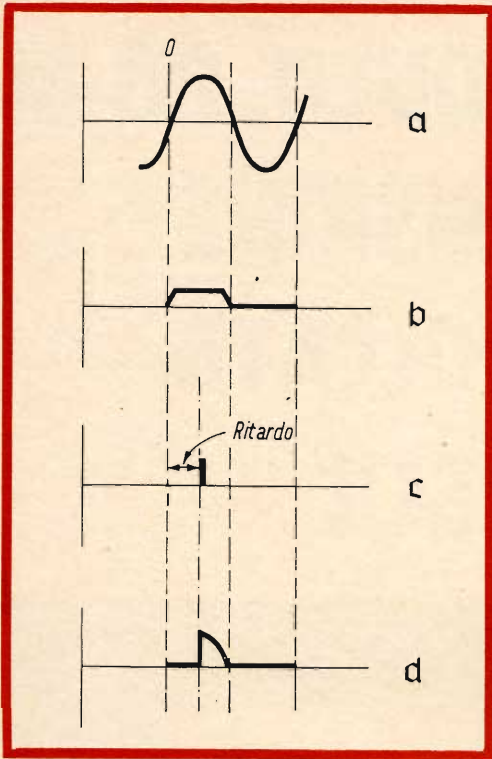
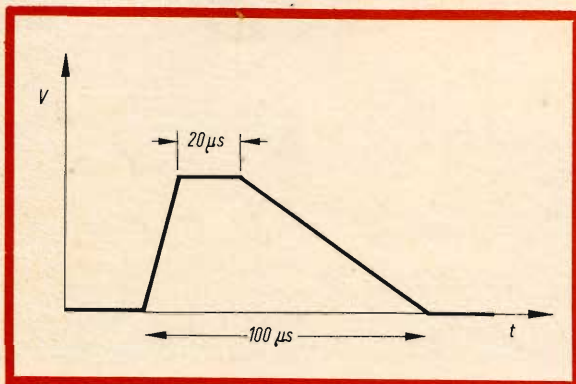



Fig. 2 - Curva a) tensione applicata al diodo controllato; b) alimentazione del circuito di controllo; c) impulso di controllo; d) corrente del diodo controllato.

generato dal circuito risulterà ritardato rispetto all'istante di zero della semionda di alimentazione, di un tempo dipendente dalla costante di tempo di carica del condensatore C e quindi dalla posizione del potenziometro (vedi fig. 2).

L'impulso è trasferito all'uscita tramite un trasformatore con due avvolgimenti secondari così da rendere possibile il comando contemporaneo di due diodi controllati.

La tensione e la corrente erogabili consentono il comando di qualsiasi diodo controllato di produzione Philips, di modo che il circuito di controllo non varia al variare della potenza controllata. Inoltre un corto circuito su un'uscita non altera sensibilmente l'impulso fornito dall'altra uscita.

In fig. 3 è mostrata la forma d'onda schematizzata dell'impulso d'uscita.

L'angolo di circolazione del diodo controllato può essere con tale circuito variato tra 18° e 150° circa, con una corrispondente variazione della potenza dall'8% al 96% della massima teorica.

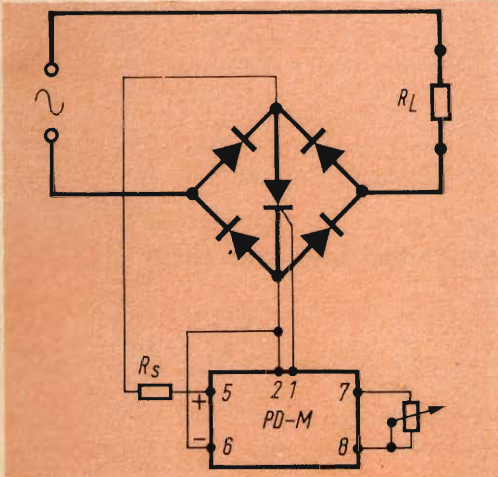
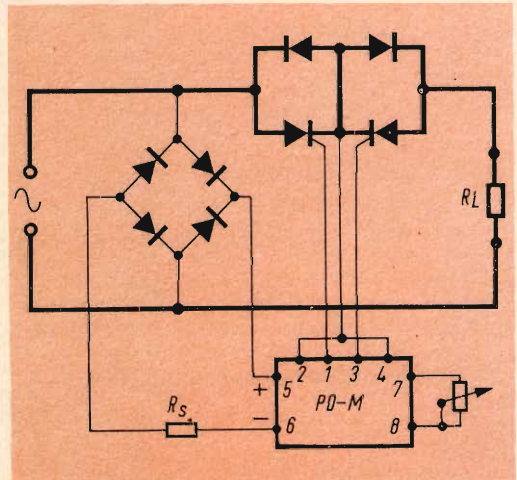
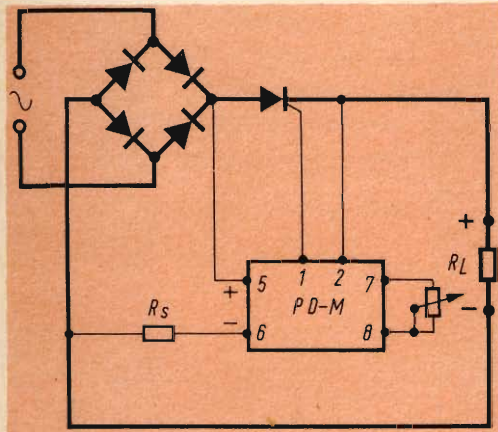
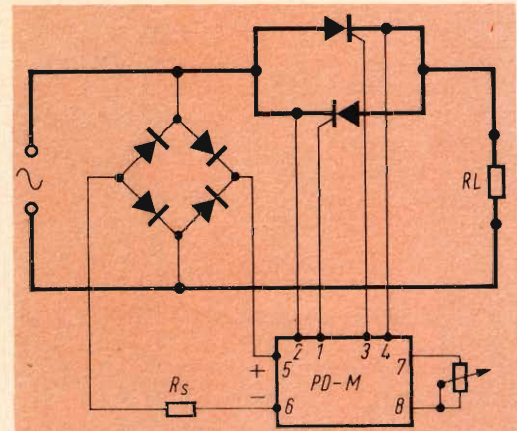
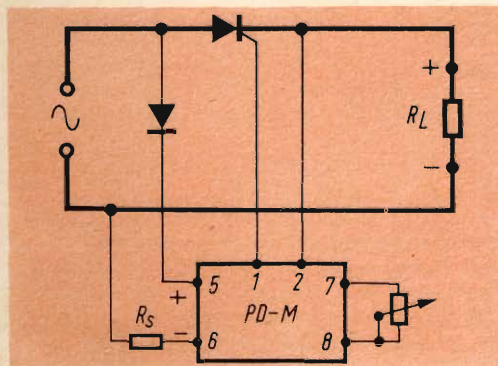
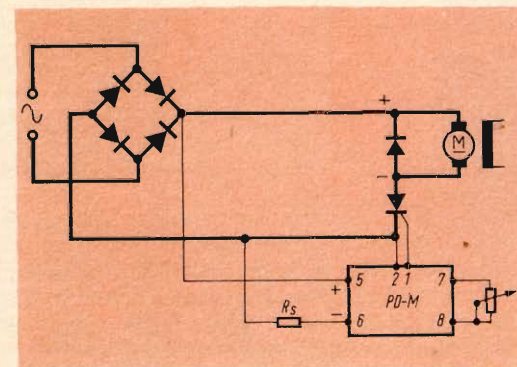
Il campo di temperatura in cui è garantito il funzionamento va da — 10 °C a + 70 °C, essendo 0,03 gradi elettrici per grado centigrado la deriva termica media.

Il circuito di normale produzione Philips è realizzato con semiconduttori al silicio e può essere fornito in due esecuzioni: per montaggio su circuito stampato con terminali a saldare (fig. 4) o per montaggio ad innesto su zoccolo Octal (figura 1).

Nelle successive figure sono illustrati alcuni schemi di impiego di diodi controllati e del relativo circuito di controllo.

Tra gli impieghi distinguiamo il controllo in corrente alternata e quello in corrente continua.

Fig. 3 - Forma d'onda schematizzata dell'impulso d'uscita.

SCHEMI DI IMPIEGO DI DIODI CONTROLLATI E DEL RELATIVO CIRCUITO DI CONTROLLO

Controllo in corrente alternata con un diodo controllato.

Controllo in corrente alternata a mezzo di due diodi controllati con catodo in comune.

Controllo in corrente continua pulsante a due semionde.

Controllo in corrente alternata con due diodi controllati in controfase.

Controllo in corrente continua pulsante a una semionda.

Controllo di velocità di un motore a corrente continua.

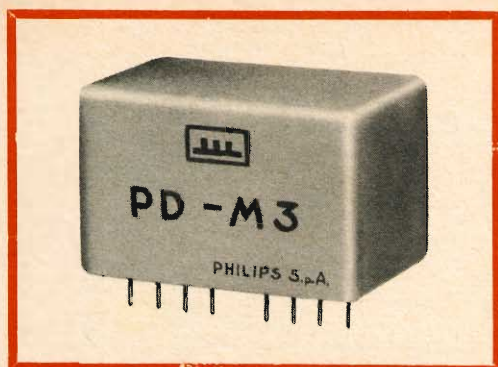



Fig. 4 - Modulo PD-M3 per circuito stampato.

La regolazione della potenza elettrica in riscaldatori o in lampade ad incandescenza è un tipico esempio di applicazione di controllo in c.a. in cui la distorsione della forma d'onda non ha importanza.

Tra le numerose applicazioni del controllo in c.c. citeremo solo la più caratteristica, e cioè il controllo di velocità di un motore a c.c.

Si noterà negli schemi rappresentati che nelle applicazioni in cui esiste già una tensione raddrizzata pulsante, l'alimentazione per il circuito di controllo viene ricavata da questa per semplice caduta; dove non è disponibile una tensione già raddrizzata, l'alimentazione viene ricavata con dei diodi di minima portata, essendo l'assorbimento medio del circuito pari a soltanto 26 mA.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Comando: potenziometro 4,7 kΩ, 2 W.

Uscita: un impulso per ogni semionda, su due uscite;
— tensione a vuoto 7 V
— corrente di c.c. 240 mA.

Terminali:

1 - uscita 1, positivo
2 - uscita 1, negativo
3 - uscita 2, positivo
4 - uscita 2, negativo
5 - alimentazione, positivo
6 - alimentazione, negativo
7 - }
8 - } potenziometro

Alimentazione: a semionda.

Tensione media di alimentazione	100-120	120-140	140-160	160-200	200-240	V_{cc}
Resistenza di caduta R_s	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	kΩ
Dissipazione	4	5	6	7	8	W

In Gran Bretagna una industria del ramo elettronico ha costruito delle batterie ricaricabili di dimensioni estremamente ridotte, circa 20 x 30 mm. L'impiego di una di queste batterie in una radio o in un registratore permette l'uso di questi apparecchi sia come portatili sia alimentandoli direttamente dalla rete. In quest'ultimo caso le batterie si ricaricano automaticamente in breve tempo. La tensione di alimentazione può variare tra 110 e 240 V ca. La costruzione particolarmente curata, le piccole dimensioni, l'inserimento in un involucro di alluminio garantiscono una lunga durata.

PRODUZIONE

1967

HELLESENS

HELLESENS
H-10
9 VOLT
Specially for
TRANSISTOR RADIO

for
transistor
radio

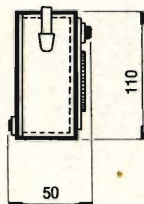
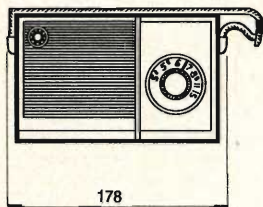
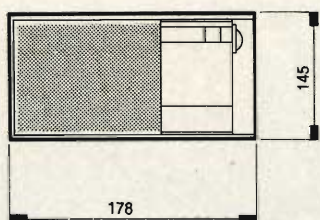
LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

radioricevitore portatile a transistor
per OM - 6 transistor + 2 diodi
telaio a circuito stampato
potenza d'uscita 250 mW indistorti
altoparlante
ad alto rendimento acustico
antenna in ferroxcube incorporata
scala ad orologio
con sintonia demoltiplicata
mobile in pelle
con frontale in polistirolo antiurto
alimentazione con 6 pile a torcia
da 1,5 V - peso 700 g

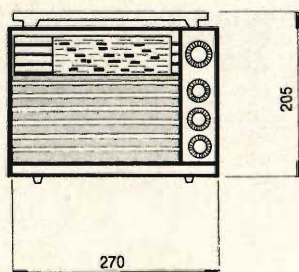
KENT

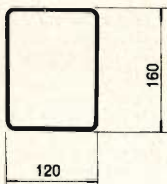
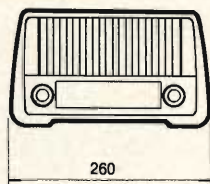
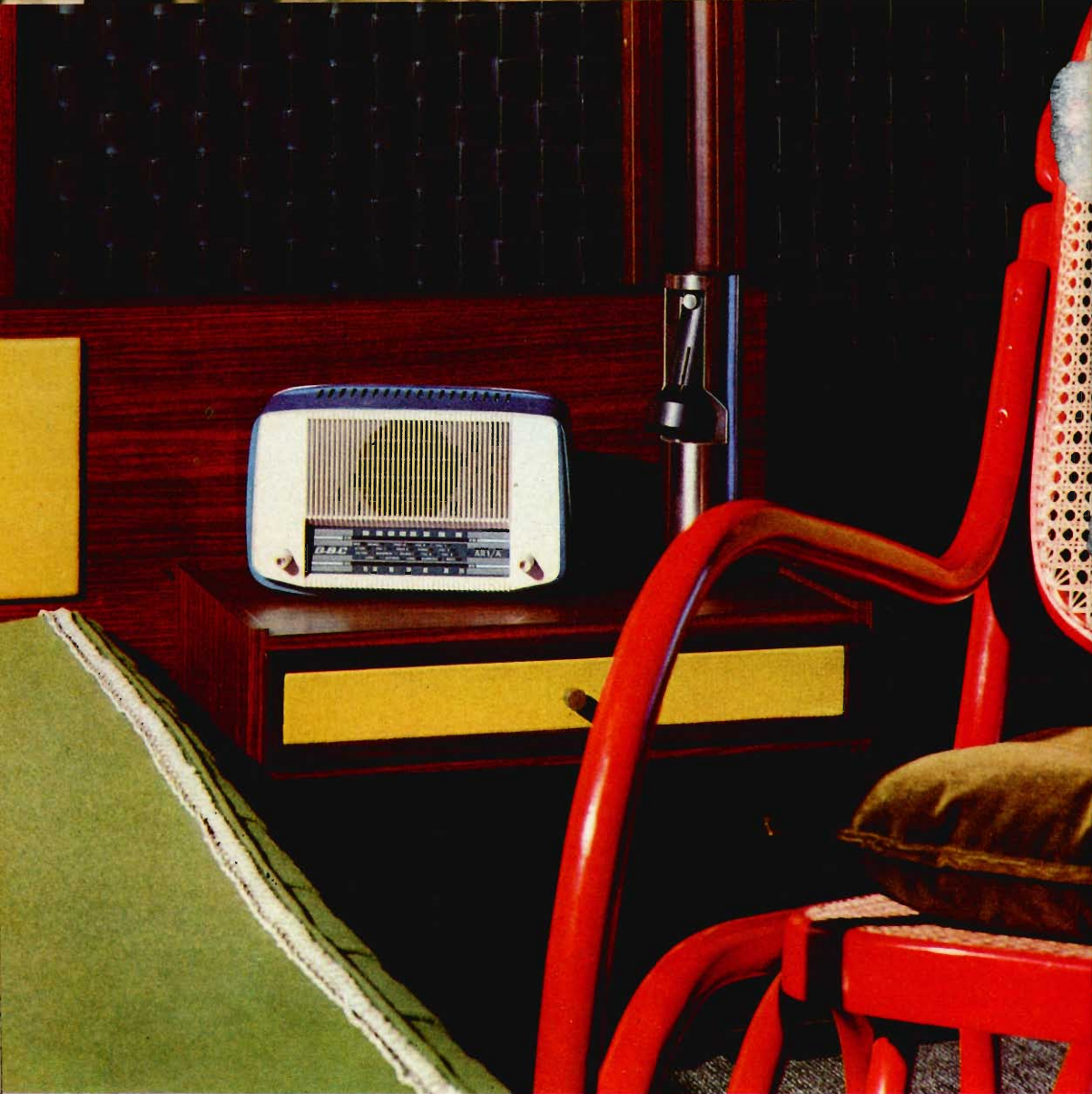
AR/10 L. 19.500

38

radioricevitore portatile
a transistori
per OM
8 transistor + 1 diodo
telaio a circuito stampato
potenza d'uscita 400 mW indistorti
altoparlante ad alto
rendimento acustico
antenna in ferroxcube incorporata
mobile bicolore
in polistirolo antiurto
borsa in sky
alimentazione con 2 pile a torcia da 3 V
peso 390 g

TERRY BOY

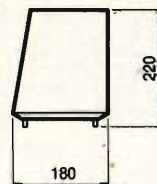
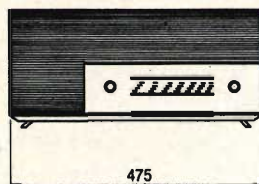
AR/28 A . L. 14.500

radioricevitore portatile a transistor
per FM/OM - 9 transistor + 5 diodi
antenna in ferroxcube incorporata
per OM
antenna telescopica per FM
selezione di gamma a commutatore
controllo volume e tono
potenza d'uscita 600 mW
altoparlante ellittico
a grande resa acustica
alimentazione a 9 V
mediante 2 pile da 4,5 V
mobile in materiale stampato antiurto
peso 1.900 g

CONVAIRE

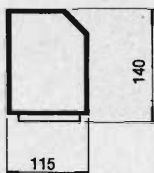
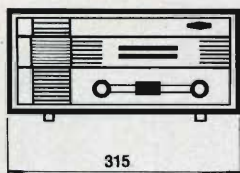
FM/36 L. 29.900

radioricevitore supereterodina
per OM/OC
5 valvole serie americana
scala orizzontale
selezione di gamma a commutatore
potenza d'uscita 1,5 W indistorti
altoparlante a magnete permanente
ad alto rendimento acustico
mobile bicolore in polistirolo antiurto
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

KITTY

AR/1 A L. 12.800

radioricevitore supereterodina
per OM/OC
5 valvole serie americana
scala orizzontale
selezione di gamma a commutatore
potenza d'uscita 1,8 W indistorti
altoparlante a magnete permanente
ad alto rendimento acustico
mobile in bachelite bicolore
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

WONDERFUL

AR/8 A L. 17.000

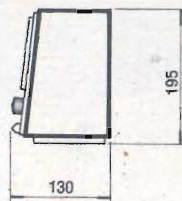
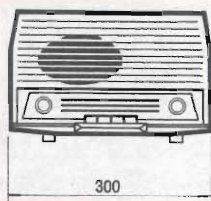
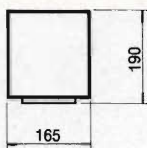
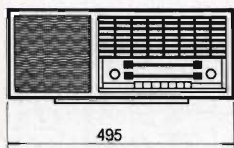
radioricevitore supereterodina
per FM/OM - audio TV
5 valvole serie europea + un raddrizzatore
selezione di gamma a commutatore
controllo volume
potenza d'uscita 2 W indistorti
altoparlante
ad alto rendimento acustico
ampia scala orizzontale
alimentazione universale
110 ÷ 220 V

DANDY

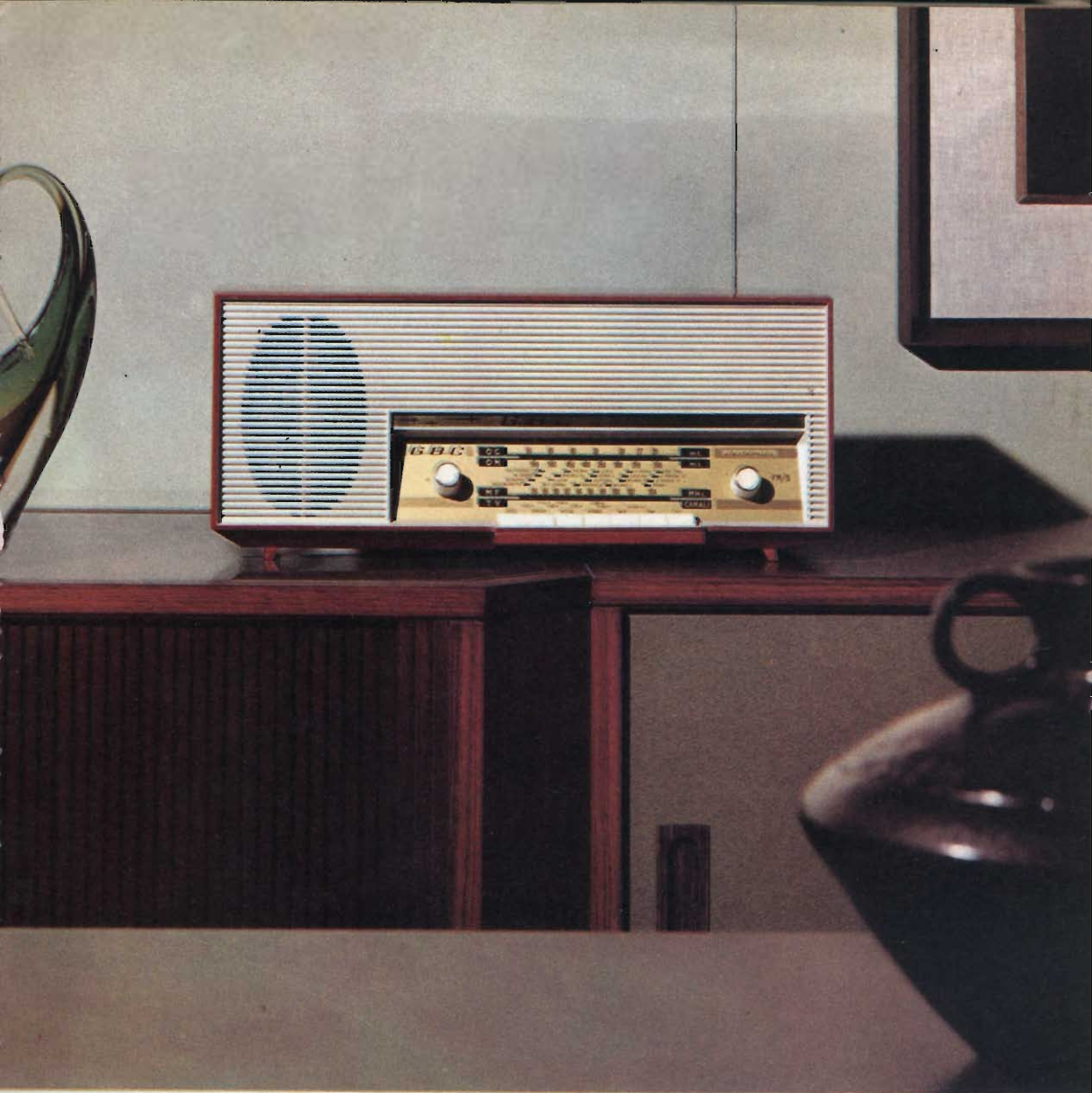
FM/1 L. 24.200

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC
fono audio TV
5 valvole
serie europea + diodo raddrizzatore
selezione di gamma a tastiera
controllo volume e tono
potenza d'uscita 2,5 W indistorti
altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico
mobile bicolore in bachelite
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

ALLAN

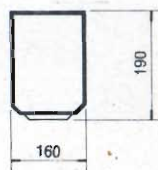
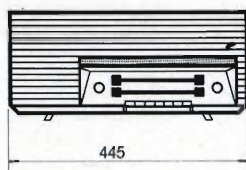
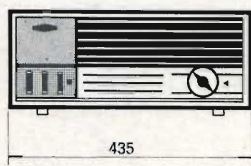
FM/3 A L. 27.500

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC
fono audio TV
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 2,5 W indistorti
controllo volume
selezione di gamma e toni a tastiera
presa per il collegamento
a un registratore magnetico
altoparlante ellittico di grande resa
acustica - elegante mobile
in legno di linea moderna
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

RECITAL

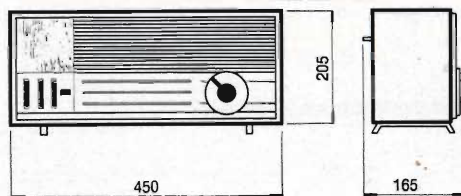
FM/4 L. 36.000

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC - fono audio TV
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 2,5 W indistorti
controllo volume
selezione di gamma e toni a tastiera
presa per il collegamento
a un registratore magnetico
altoparlante ellittico
di grande resa acustica
elegante mobile bicolore
in bachelite
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

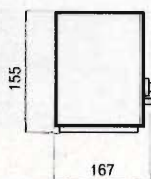
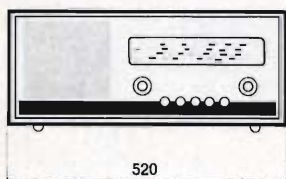
BRIAN

FM/5 L. 31.000

radioricevitore supereterodina
per FM/OL/OM/OC
fono filodiffusione audio TV
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 2,9 W indistorti
ampia scala orizzontale
controllo volume
selezione di gamma e toni
a commutatore - altoparlante ellittico
di grande resa acustica
originale mobile bicolore
in bachelite
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

SALOON

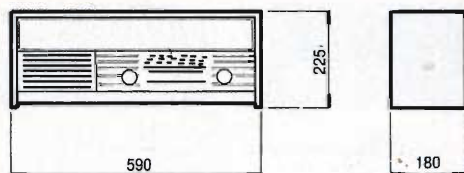
FM/6 L. 30.500

radioricevitore supereterodina
per FM/OL/OM/OC
fono filodiffusione audio TV
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 2,9 W indistorti
presa per decoder stereo - ampia scala orizzontale - controllo volume
selezione di gamma e toni
a commutatore
altoparlante ellittico
di grande rendimento acustico
elegante mobile in legno
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

ALADIN

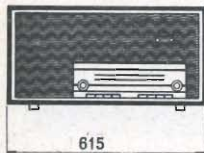
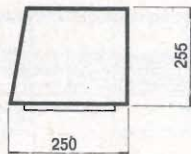
FM/7 L. 35.500

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC
fono audio TV
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 3 W indistorti
controllo volume
selezione di gamma a pulsanti
telaio a circuito stampato
altoparlante ellittico
di grande resa acustica
elegante mobile in legno
di linea moderna
alimentazione universale
120 ÷ 220 V

HURON

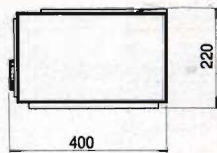
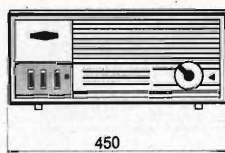
FM/9 L. 37.500

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC
audio TV fono
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 2,6 W indistorti
ampia scala orizzontale
selezione di gamma e toni a tastiera
altoparlante ellittico
di grande resa acustica
presa per il collegamento
a un registratore magnetico
elegante mobile in legno
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
peso 5.500 g

STARLET

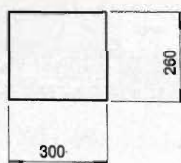
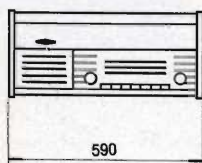
FM/54 L. 38.500

radioricevitore supereterodina
per FM/OM/OC
fono audio TV
presa per registratore
7 valvole serie europea
potenza d'uscita 3,5 W indistorti
ampia scala orizzontale
controllo volume
commutazione di toni e di gamma
a tastiera
indicatore ottico di sintonia
3 altoparlanti
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

LIVELY

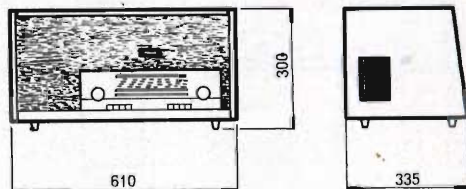
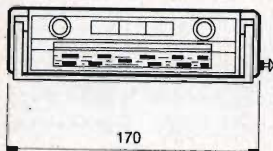
FM/65 L. 64.000

radiofonografo supereterodina
per FM/OM/OL/OC
fono filodiffusione audio TV
6 valvole serie europea - potenza
d'uscita 2,9 W indistorti
ampia scala orizzontale
giradischi a 4 velocità
controllo volume - selezione
di gamma e toni a commutatore
altoparlante ellittico
di grande resa acustica
originale mobile in legno
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

SIRIUS

FM/50 RF L. 61.000

radiofonografo supereterodina
per FM/OM/OC
audio TV fono
giradischi a 4 velocità
6 valvole serie europea
potenza d'uscita 3,2 W indistorti
selezione di gamma e toni a tastiera
altoparlante ellittico
di grande resa acustica
presa per il collegamento
a un registratore magnetico
elegante mobile in legno
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

SANGRAU

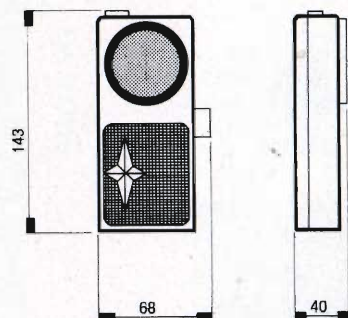
FM/64 RF L. 64.500

radiofonografo supereterodina
per FM/OM/OC
fono audio TV
presa per registratore
7 valvole serie europea
potenza d'uscita 3,5 W indistorti
giradischi a 4 velocità
ampia scala orizzontale
controllo volume
commutazione di gamma e toni
a tastiera
3 altoparlanti
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

MERRY

FM/66 RF L. 78.500

autotransistor portatile per FM/OM
completo di speciale supporto
e mascherina - per automezzi
funziona con batterie auto,
portatile con batterie interne
altoparlante ad alto
rendimento acustico
11 transistor + 4 diodi
selezione di gamma e sintonia
automatica per FM a tastiera
sintonia manuale - antenna telescopica
potenza d'uscita 2,5 W - elegante
mobile con maniglia - peso 1.100 g

AKKORD

AR/716 L. 68.500

radiotelefono giocattolo
a transistor
portatile
dal versatile impiego
frequenza di emissione 29,7 MHz
sintonia fissa
antenna telescopica
altoparlante reversibile
ad alto
rendimento acustico
alimentazione in c/c
con batteria da 9 V (I/762)
peso 250 g

HERALD

RT/11 L. 27.900 alla coppia

NEW

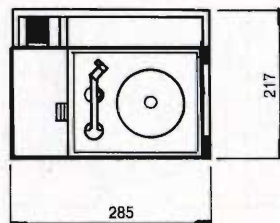
ELAC

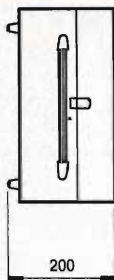
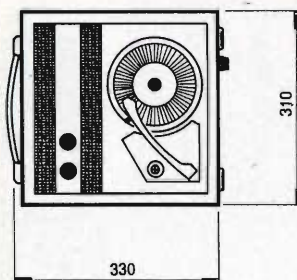
Giradischi Studio Hi-Fi MIRACORD 50 H

Cambiadischi automatico a 4 velocità - motore sincrono che ruota ad alta velocità costante, legata alla frequenza di rete - piatto in metallo antimagnetico da 2,3 kg e di 300 mm di diametro - braccio metallico bilanciato in tutti i piani con pressione di appoggio regolabile da 0 a 6 g - dispositivo di compensazione « anti-skating » - dispositivo per la discesa frenata del braccio mediante ammortizzatore oleo-pneumatico - è possibile montare qualsiasi cartuccia magnetica con sistema di fissaggio standard americano - comandi a pulsanti - dimensioni: 368 x 317 mm.

n. G.B.C. R/237
senza cartuccia

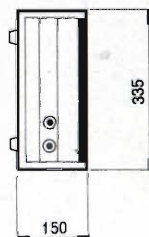
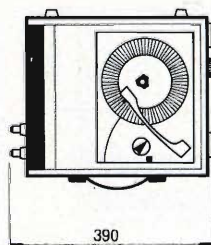
ELAC - **ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany**

fonovaligia miniatura amplificata
a transistor
giradischi a due velocità: 33-45 giri
suona dischi di 18 cm
di diametro
potenza d'uscita 1 W
alimentazione c.c.
mediante due pile da 4,5 V (I/742)
elegante mobiletto in polistirolo
bicolore antiurto
peso 1.600 g

TITTY

FV/40 L. 18.800

CEYLON

FV/14 A L. 35.500

fonovaligia amplificata a transistor
giradischi a 4 velocità
potenza d'uscita 1,8 W indistorti
altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico
alimentazione mista:
in c.c. con 6 pile
da 1,5 V (I/728) in c.a. con
alimentatore incorporato 110 ÷ 220 V
mobile in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
peso 4.500 g

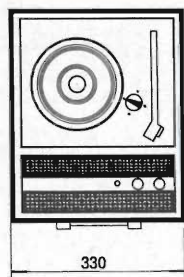
fonovaligia amplificata a transistor
giradischi a 4 velocità
potenza d'uscita 2,2 W indistorti
altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico
alimentazione mista: in c.c.
con 6 pile da 1,5 V (I/738),
in c.a. con alimentatore incorporato
110 ÷ 220 V
mobile in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
peso 5.000 g

MALAGA

FV/16 L. 39.000

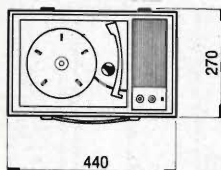
fonovaligia stereofonica amplificata
a transistor - giradischi
a 4 velocità - potenza d'uscita 4,4 W
indistorti (2,2 W per canale)
controllo volume e tono
alimentazione mista: in c.c.
con 6 pile da 1,5 V,
in c.a. con alimentatore incorporato
da 110 ÷ 220 V
2 altoparlanti ellittici staccabili dal
coperchio - elegante mobile in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore - peso 8.000 g

MADERA

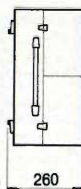
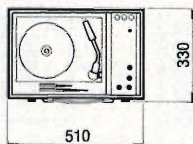
FV/18 L. 62.000

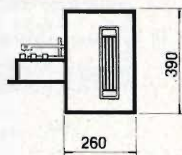
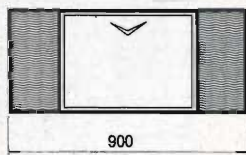
fonovaligia amplificata
a valvola
di linea classica
potenza d'uscita 1,9 W indistorti
giradischi a 4 velocità
regolazione volume e tono
altoparlante
ad alto rendimento acustico
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
mobiletto in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
peso 5.800 g

HONDURAS

FV/1 B   L. 23.800

fonovaligia amplificata di classe,
elegante e dai notevoli
pregi acustici
amplificatore a transistor
giradischi a 4 velocità
regolazione di volume e tono
potenza di uscita 1,8 W indistorti
altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico
mobiletto in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
peso 6.000 g

CAMBRIDGE X

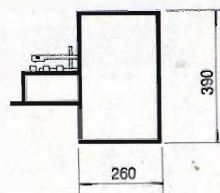
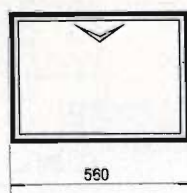
FV/4 L. 26.900

fonovaligia stereo trasformabile in consoletta - cambiadischi automatico « ELAC » a 4 velocità
controllo volume
con regolazione fisiologica
regolazione toni alti, bassi e bilanciamento
potenza d'uscita 6 W indistorti (3 W per canale)
presa per registratore - 2 altoparlanti ad alto rendimento acustico
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
mobile in legno ricoperto in tessuto plastificato bicolore - peso 12.000 g

SURREY

FV/11 A L. 82.000

HALIFAX

FV/81 L. 97.500

complesso stereo HI-FI
costituito da un elegante mobile
di legno pregiato
cambiadischi ELAC a 4 velocità
amplificatore HI-FI
con potenza d'uscita 6 W indistorti
(3 W per canale)
controllo volume
toni bassi, alti e bilanciamento
4 altoparlanti
ad alto rendimento acustico
prese per registratore
e per diffusori supplementari
alimentazione 110 ÷ 220 V

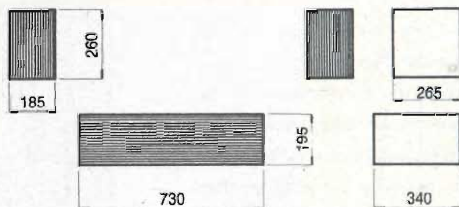
complesso stereo HI-FI da integrare
con due diffusori acustici
mobile in legno pregiato
cambiadischi « ELAC »
a 4 velocità
amplificatore Hi-Fi
di potenza 6 W indistorti
(3 W per canale)
controllo volume,
toni bassi, alti
e bilanciamento
prese per registratore
e diffusori acustici (A/800-A/801)
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

BAHAMA

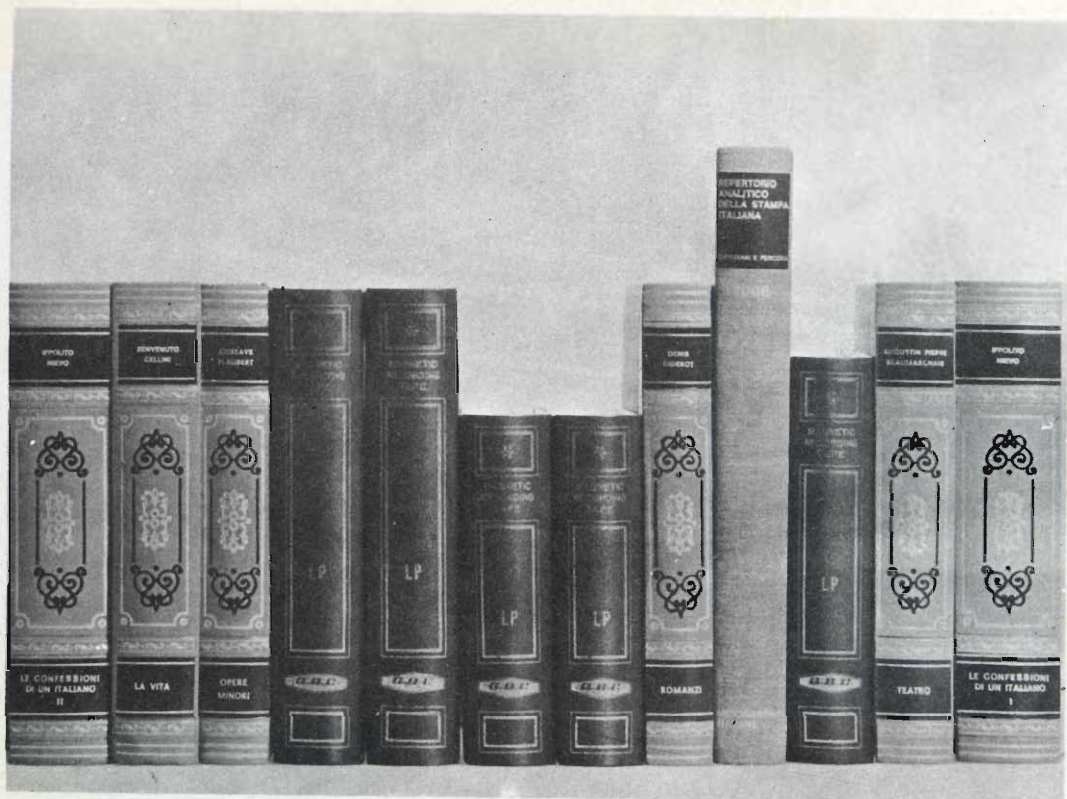
FV/82 L. 77.000

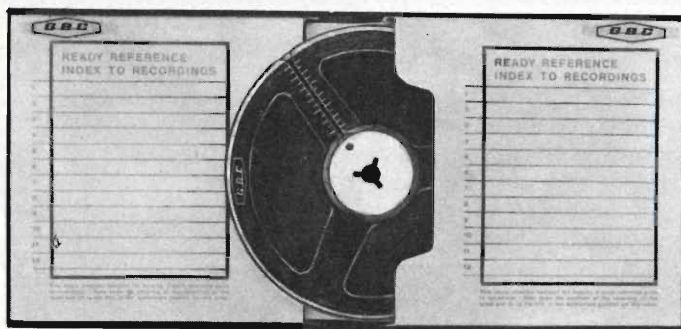
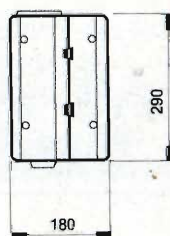
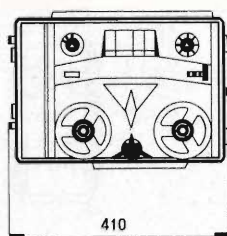
complesso stereo HI-FI, costituito da
un elegante mobile consolle in legno
pregiato - amplificatore HI-FI con
potenza d'uscita 12 W (6 W per canale)
con distorsione < 2%
cambiadischi ELAC a 4 velocità
controllo volume
toni bassi, alti e bilanciamento
prese per registratore
e sintonizzatore
4 altoparlanti di alta qualità
(2 woofer + 2 tweeter)
montati in cassoni a compressione
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

DESEADO

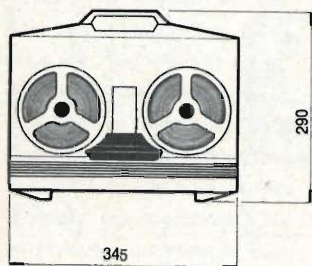
FV/84 L. 155.000

complesso stereo HI-FI
costituito da un elegante mobile
in legno pregiato
due diffusori acustici separati
amplificatore HI-FI
con potenza d'uscita 12 W
(6 W per canale)
con distorsione $< 2\%$
cambiadischi « ELAC » a 4 velocità
controllo volume, toni bassi,
alti e bilanciamento
prese per registratore - sintonizzatore
e diffusori acustici
alimentazione universale 110 ÷ 220 V

ACAPULCO

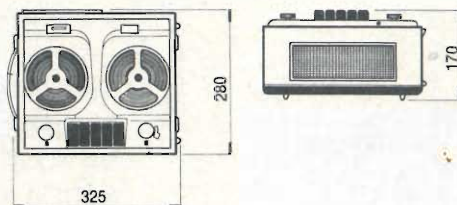
FV/85 L. 156.000

Anche in Italia la presenta il nuovo Album Porta Nastri

La G.B.C. ha immesso sul mercato una elegantissima confezione per l'archivio e la conservazione dei nastri magnetici. Essa può trovar degno posto nelle librerie per la sua raffinata fattura, del tutto simile ad un libro di pregio. Tale confezione è stata creata per contenere le bobine da: **3"½ - 5" - 5"¾ - 7"**.

registratore a nastro a doppia traccia
bobina 5 ''¾
velocità: 2,38 - 4,75 - 9,53 cm/s
3 motori
potenza d'uscita 2,5 W
ingressi: radio, fono, micro
uscite: altoparlante o cuffia
indicatore ottico di registrazione
contagiri - controllo volume e tono
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
mobile in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
peso 8.000 g

PEGGY

RG/18 A L. 78.500

registratore a nastro a doppia traccia
bobina da 5 "¾
velocità: 4,75 - 9,53 cm/s
2 motori
ingressi: radio, fono micro
uscite: altoparlante o cuffia
potenza d'uscita 2,5 W - contagiri
indicatore ottico di registrazione
controllo del volume e tono
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
mobile bicolore
in materiale stampato antiurto
peso 6.500 g

TOXI

RG/25 L. 63.500

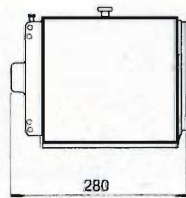
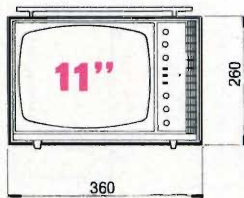
registratore a nastro a doppia traccia
bobina da 5"
velocità 9,53 cm/s
ingressi: micro radio fono
uscite: altoparlante o cuffia 4 ohm
potenza d'uscita 2,5 W indistorti
indicatore ottico di registrazione
controllo volume e tono
alimentazione universale 110 ÷ 220 V
mobile in legno
ricoperto in tessuto plastificato
bicolore
peso 5.700 g

DERFONS

RG/27 L. 52.500

Il portatile dall'uso universale
di eccezionali prestazioni.

L'11 pollici « Jerry », rappresenta per le sue concezioni veramente nuove, un capolavoro dell'elettronica moderna e, grazie alle sue caratteristiche superiori, viene considerato un fuori classe. La sua estetica, sobria ed elegante, risponde pienamente al gusto moderno.

UT/110 "Jerry" 11"

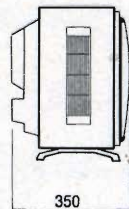
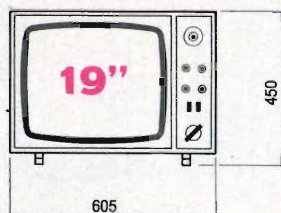
televisore portatile a transistor da 11 "
funzionante a corrente alternata
oppure a batteria al Ni-Cd o con
batteria di automobile
o di motoscafo (12 volt) - gruppo
integrato VHF-UHF di altissima
sensibilità a sintonia continua che
garantisce una perfetta ricezione,
anche in zone marginali
antenne incorporate
e prese per antenne esterne
elegante mobile in legno pregiato

JERRY

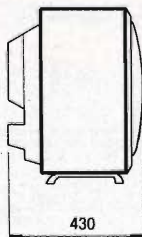
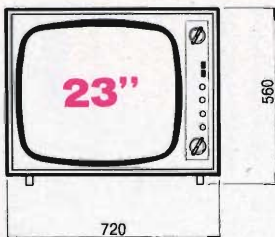
UT/110 L. 165.000

televisore da 19 "
con schermo protetto da cristallo
« Black Rose » - telaio verticale con
circuiti P.C.B. - controllo automatico
di sensibilità - controllo automatico
ampiezza orizzontale e verticale
commutazione istantanea a tasti per la
ricezione del 1° e 2° canale - circuito
antidisturbo - suono HI-FI - potenza
3 W con controllo fisiologico del
volume - sintonizzatore UHF
a transistor ad alto guadagno
mobile in legno pregiato
trattato in resina
poliestere - alimentazione 220 V

FIXY

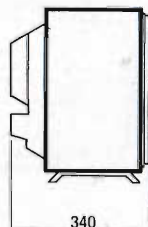
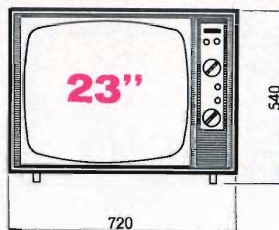
UT/89 T L. 156.000

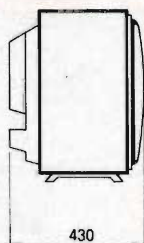
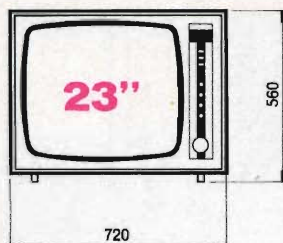
televisore da 19" - comandi frontali
cinescopio « Single Bond »
a visione diretta
telaio verticale con circuiti P.C.B.
controllo automatico di sensibilità
controllo automatico
ampiezza orizzontale e verticale
commutazione istantanea a tasti,
per la ricezione del 1° e 2° canale
circuito antidisturbo - suono HI-FI
potenza 3 W con controllo fisiologico
del volume - sintonizzatore UHF
a transistor ad alto guadagno - mobile
in legno pregiato trattato in resina
poliestere - alimentazione 220 V

CLAY

UT/89 P L. 160.000

INFORMER IV

UT/103 C L. 215.000

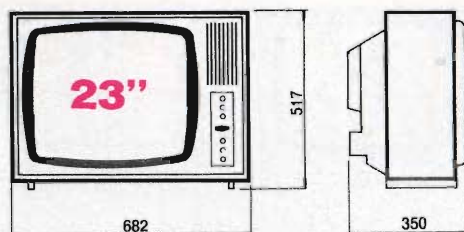
televisore con cinescopio da 23 "
« Bonded-Shield »
due sintonizzatori:
uno per i canali VHF
e l'altro per tutta la gamma UHF
34 funzioni di valvola
comandi di regolazione frontali
suono HI-FI - mobile di ridotte
dimensioni d'ingombro,
in legno esotico,
trattato con resina poliestere
nuovo telaio ribaltabile
realizzato
con circuiti stampati
alimentazione 220 V

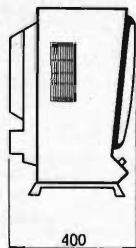
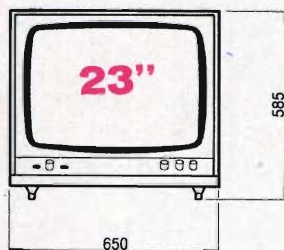
televisore da 23"
con schermo protetto da cristallo
« Black Rose »
telaio verticale con circuiti P.C.B.
controllo automatico di sensibilità
controllo automatico
di ampiezza orizzontale e verticale
commutazione istantanea a tasti,
per la ricezione del 1° e 2° canale
circuito antidisturbo - suono HI-FI
potenza 3 W con controllo fisiologico
del volume - sintonizzatore UHF
a transistor ad alto guadagno - mobile
in legno pregiato, trattato in resina
poliestere - alimentazione 220 V

HORIZON

UT/103 T L. 165.000

REGENT

UT/223 P L. 186.000

televisore con cinescopio « Single Bond » da 23 '' a visione diretta - controllo automatico di sensibilità - comandi frontali - telaio verticale con circuiti P.C.B. - controllo automatico di sensibilità
controllo automatico
ampiezza orizzontale e verticale
commutazione istantanea a tasti per la ricezione del 1° e 2° canale - circuito antidisturbo - suono HI-FI potenza 3 W con controllo fisiologico del volume
controllo del tono
mobile e mascherina in legno pregiato trattato con resina poliestere
alimentazione 220 V

televisore da 23" « Single Bond » con sintonizzatore « Self-matic » VHF-UHF che consente la commutazione istantanea del 1°, 2° e programma svizzero - il « Self-matic » risolve il problema del cambio di programma in caso di impianti di antenne collettive con segnale convertito tutto in VHF - controlli automatici di sensibilità e di ampiezza orizzontale e verticale - telaio verticale con circuiti P.C.B. - circuito antidisturbo suono HI-FI - potenza 3 W con controllo fisiologico del volume - mobile in legno pregiato
alimentazione 220 V

BREPIM

UT/124 L. 155.000

THEMAS

UT/823 L. 176.000

televisore da 23 " con cinescopio « Single Bond » a visione diretta il pannello dei comandi, incorporato alla base dell'apparecchio, riduce le dimensioni - telaio verticale con circuiti P.C.B. - controllo automatico di sensibilità - controllo automatico ampiezza orizzontale e verticale commutazione istantanea a tasti per la ricezione del 1° e 2° canale circuito antidisturbo - suono HI-FI potenza 3 W con controllo fisiologico del volume - sintonizzatore UHF a transistor ad alto guadagno - mobile in legno pregiato trattato in resina poliestere - alimentazione 220 V

nuovo televisore da 25 ''
con cinescopio autoprotetto
a visione diretta
telaio verticale con circuiti P.C.B.
controllo automatico di sensibilità
controllo automatico
di ampiezza orizzontale e verticale
commutazione istantanea a tasti
per la ricezione del 1° e 2° canale
circuito antidisturbo - suono HI-FI
potenza 3 W con controllo fisiologico
del volume - sintonizzatore UHF
a transistor ad alto guadagno
mobile in legno pregiato
trattato in resina poliestere
alimentazione 220 V

RYBIM

UT/825 L. 195.000

LA SINCRONIZZAZIONE AUTOMATICA DI RIGA

Viene descritto in questo articolo un circuito per la sincronizzazione automatica di riga, che trova ormai larga applicazione nei moderni ricevitori TV. Con esso si ottiene un'ottima stabilità dell'immagine e si evita all'utente di dover ristabilire spesso con l'apposito comando il sincronismo orizzontale nel caso di segnali deboli o molto disturbati.

Nella descrizione di questo circuito si presuppone noto il funzionamento dei circuiti di sincronizzazione di riga comunemente impiegati nei ricevitori televisivi. Sarà quindi facile comprendere il funzionamento del circuito per la sincronizzazione automatica di riga che è costituito in pratica da una combinazione di sincronizzazione diretta e indiretta.

Per sincronizzare automaticamente l'oscillatore di riga bisogna rispettare le seguenti esigenze:

1. L'oscillatore di riga deve poter essere sincronizzato in ogni momento, quindi il circuito di sincronizzazione deve avere un campo di sincronizzazione molto vasto.
2. La sincronizzazione non dovrebbe essere in alcun caso influenzata dai disturbi, ossia la sensibilità del circuito ai disturbi deve essere molta ridotta.
3. La centratura dell'immagine sullo schermo non deve essere influenzata dalla sincronizzazione.

È impossibile soddisfare le caratteristiche ai punti 1 e 2 per mezzo di un discriminatore di fase. Però la cosa è possibile impiegando due circuiti di sincronizzazione separati, un circuito di sincronizzazione diretta e un circuito di sincronizzazione indiretta. La linea da seguire è la seguente:

A. Si sincronizza innanzi tutto l'oscillatore di riga per mezzo di un circuito di sinconizzazione con un ampio campo di sincronizzazione. Per questo scopo si impiega un metodo di sincronizzazione diretta. Questo tipo di sincronizzazione è sensibile ai disturbi.

B. Quando l'oscillatore risulta sincronizzato dalla sincronizzazione diretta, la funzione descritta in A viene svolta da un altro circuito di sincronizzazione composto da un discriminatore di fase avente una tensione d'uscita molto alta e da un tubo a reattanza. Ciò significa che il discriminatore di fase svolge la stessa funzione che ha la regolazione manuale negli apparecchi tradizionali e permette quindi di cambiare la frequenza propria dell'oscillatore.

Dato che, per riprendere la funzione di

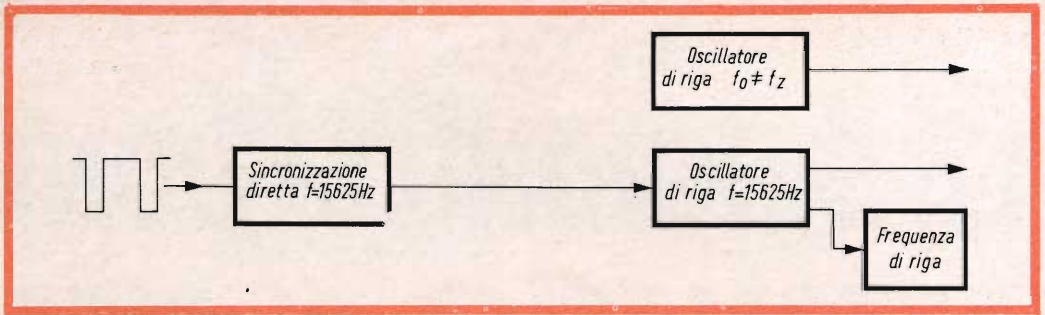
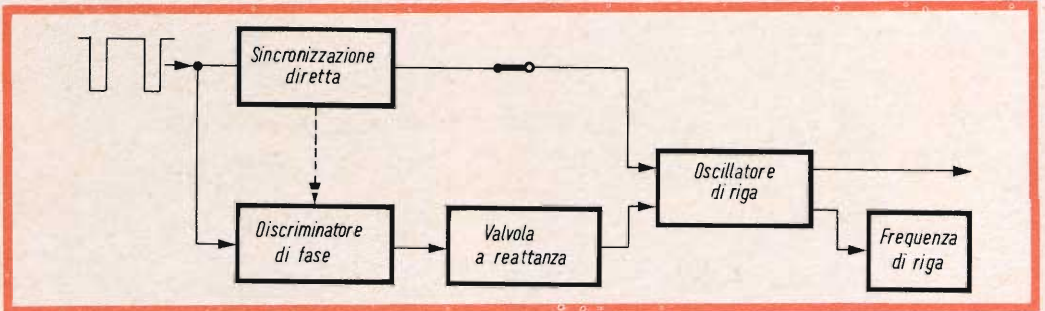
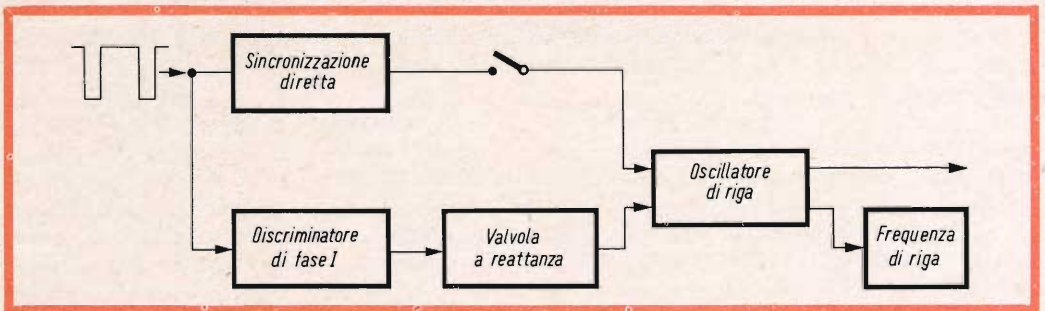
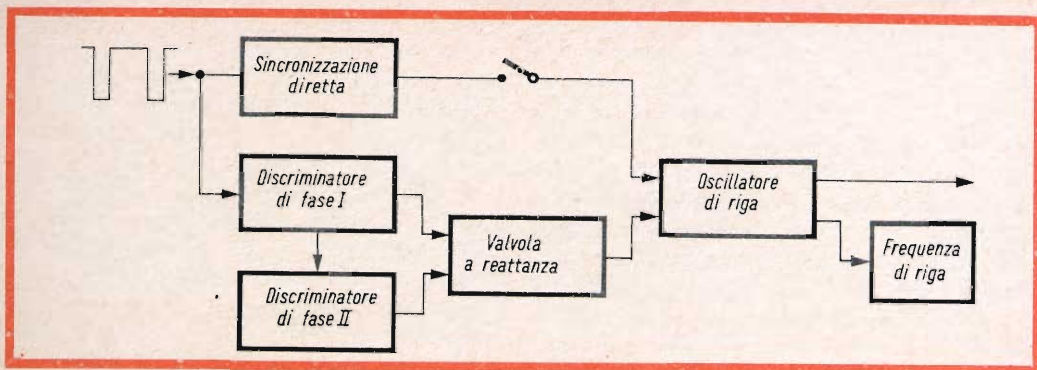



Fig. 1 - I fase: **Grande campo di agganciamento.** Sincronizzazione con un grande campo di agganciamento, sensibile però ai disturbi a causa della sincronizzazione diretta. L'oscillatore di riga non sincronizzato ha una frequenza propria f_0 diversa dalla frequenza degli impulsi di sincronismo f_z.

II fase: **Passaggio alla sincronizzazione diretta tramite discriminatore. Questa fase può essere paragonata ad una regolazione manuale automatica.** Cambiamento della frequenza propria dell'oscillatore di riga mediante il discriminatore di fase. L'oscillatore di riga resta sincronizzato. La sincronizzazione resta tuttavia **sensibile ai disturbi** a causa della sincronizzazione diretta.

III fase: **L'eliminazione della sincronizzazione diretta rende il circuito insensibile ai disturbi.** La frequenza propria dell'oscillatore di riga è uguale alla frequenza degli impulsi di sincronismo. L'oscillatore di riga resta sincronizzato tramite il discriminatore di fase. La sincronizzazione è ora insensibile ai disturbi per l'eliminazione della sincronizzazione diretta.

IV fase: **Regolazione rapida dell'oscillatore di riga. Situazione finale.** L'oscillatore di riga resta sincronizzato. La sincronizzazione è **insensibile ai disturbi** mentre l'oscillatore di riga viene regolato rapidamente a mezzo del discriminatore di fase II.

sincronizzazione diretta, la tensione in uscita dal discriminatore di fase deve essere una tensione continua, la costante di tempo RC del circuito sarà grande, quindi il campo di sincronizzazione sarà ridotto. Ciò non ha alcuna importanza perché l'oscillatore di riga è già sincronizzato dal circuito a sincronizzazione diretta descritto in A.

C. Quando il discriminatore di fase ha assunto completamente la funzione di sincronizzazione diretta, quest'ultima deve essere posta fuori circuito dato che essa è sensibile ai disturbi. Rimane quindi un circuito di sincronizzazione con una grande costante di tempo, che risulterà perciò poco sensibile ai disturbi. Essendo la costante di tempo grande l'oscillatore di riga risulterà regolato molto lentamente.

D. Per questo motivo, si impiega un secondo discriminatore di fase per permettere una correzione rapida dell'oscillatore di riga.

Se rappresentiamo ora schematicamente il funzionamento del circuito di sincronizzazione automatica di riga, si ottengono i diagrammi di fig. 1, nei quali si possono distinguere chiaramente le quattro fasi.

Con l'aiuto della fig. 2, che rappresenta lo schema del circuito di sincronizzazione automatica, esamineremo i diversi stadi. Prima di iniziare questo studio esamineremo il discriminatore di fase che è di tipo speciale.

In questo discriminatore non si paragonano due impulsi di polarità opposta provenienti dal trasmettitore con un impulso di paragone proveniente dal ricevitore, ma al contrario **un** impulso del trasmettitore e **due** impulsi del ricevitore. Il principio di funzionamento resta evidentemente il medesimo. Il trasformatore S_4 di fig. 2 produce i due impulsi di paragone di polarità opposta. Queste due tensioni sono rappresentate nella figura e provengono dal circuito di stabilizzazione dell'oscillatore di quadro.

Gli impulsi positivi provenienti dal trasmettitore, sono applicati per mezzo del condensatore C_3 al punto di unione delle resistenze R_2-R_3. Al fine di determinare le tensioni presenti fra l'anodo e il catodo dei diodi X_2 e X_3, riportiamo sull'anodo ma in senso opposto gli impulsi del trasmettitore che si trovano sui catodi di X_2 e X_3. Le tensioni risultanti sono rappresentate nelle figg. 3a e 3b. Esse non sono altro che le tensioni degli anodi rispetto ai catodi. Notiamo che il catodo di X_3 è riportato a massa dal punto di vista della continua per mezzo della resistenza R_4 e dell'avvolgimento del trasformatore S_3.

Il diodo X_3 diverrà conduttore quando l'anodo sarà positivo rispetto al catodo, quindi durante la parte positiva della ten-

sione di fig. 3b. La corrente del diodo carica C_3 ad una tensione negativa (C_5 è a massa dal punto di vista della tensione continua). La tensione risultante ai capi di R_3 sarà uguale alla tensione di cresta V_2 applicata fra l'anodo e il catodo di X_3.

Lo stesso ragionamento è valido per il diodo X_2, solo che C_4 viene in questo caso caricato ad una tensione positiva. La tensione che nasce ai capi di R_2 in seguito alla carica di C_4 sarà uguale al valore di cresta V_1 della tensione applicata fra l'anodo e il catodo di X_2.

La tensione fra il punto di unione di C_4 e R_2 rispetto a massa, quindi rispetto al punto di unione di C_5 e R_4, è di:

$$-V_2 + V_1 \text{ volt} = V_1 - V_2 \text{ volt}.$$

Questa è la tensione d'uscita del discriminatore di fase di fig. 2. Nella situazione rappresentata nelle figg. 3a e 3b, la tensione V_1 è maggiore della tensione V_2, ossia il condensatore C_4 è caricato dal discriminatore di fase ad una tensione positiva rispetto a massa. Quando gli impulsi provenienti dal trasmettitore si presentano nel punto di mezzo M del tratto a dente di sega della tensione di paragone si ha che $V_1 = V_2$ per cui $V_1 - V_2 = 0$, mentre quando gli impulsi del trasmettitore si presentano alla sinistra del punto M, il condensatore C_4 risulta caricato ad una tensione negativa rispetto a massa. Quando gli impulsi di sincronismo di riga si presentano fra i tratti a dente di sega delle tensioni delle figg. 3a e 3b, il discriminatore di fase non fornirà nessuna tensione d'uscita, dato che in questo caso, le tensioni sui diodi X_2 e X_3, dovute agli impulsi del trasmettitore, sono uguali ma di senso opposto.

Per questo motivo, il tratto BC, compreso fra i due tratti a dente di sega AB e CD, delle tensioni rappresentate nelle figure 3a e 3b risulterà pure inclinato. Ciò si ottiene, integrando gli impulsi di ritorno del ricevitore, che compaiono ai capi di S_2 e S_3. La tensione su S_3 viene integrata a mezzo di R_4 e C_5 e la tensione su S_2 per mezzo di R_7 e C_4 (C_7 è un condensatore di blocco per la tensione continua che compare su C_4). Le tensioni sui diodi X_2 e X_3 hanno allora la forma rappresentata nelle figg. 3c e 3d.

Ora quando gli impulsi del trasmettitore si presentano durante i tratti BC delle tensioni rappresentate nelle figg. 3c e 3d, la tensione V_3, alla quale risulterà caricato il condensatore C_4, sarà maggiore della tensione V_4 alla quale risulterà caricato il condensatore C_3, cioè rispetto a massa, C_4 risulterà caricato ad una tensione positiva. Per questo motivo, gli impulsi del trasmettitore, nel caso rappresentato nelle figg. 3a e 3b, indietreggeranno verso sinistra. La tensione ai capi di C_4 aumenterà ancora dato che aumenta V_3, mentre diminuisce V_4, e gli impulsi del trasmettitore si sposteranno ancora più a sinistra. Questo fenomeno si ripete finché gli impulsi del trasmettitore vanno a cadere nei tratti AB delle tensioni rappresentate nelle figg. 3c e 3d. Si ricade allora nella stessa condizione descritta nelle figg. 3a e 3b.

Gli impulsi ai capi di S_2 e S_3 sono differenziati.

Il partitore R_6-R_7 ha lo scopo di ottenere la stessa tensione integrata ai capi di C_4 e C_5.

Il circuito RC, che ritroveremo in tutti i discriminatori di fase, è costituito in questo circuito dal condensatore C_4 in parallelo al circuito C_7-R_6-R_7-S_2.

Descriveremo ora in dettaglio le differenti fasi rappresentate in fig. 1.

I Fase

Sincronizzazione diretta con un grande campo di sincronizzazione

Si applicano alla griglia controllo del triodo B_1 per mezzo del condensatore C_1 gli impulsi di sincronismo provenienti dal trasmettitore. Questi impulsi vengono applicati pure all'anodo del diodo X_1 per mezzo del condensatore C_2. Al catodo di X_1, vengono portati invece tramite C_8 e R_8 gli impulsi di ritorno di polarità negativa. Questi impulsi vengono differenziati dal circuito costituito da C_8-R_8-R_9 come è rappresentato in fig. 2. Questi impulsi sono di ampiezza minore di quelli provenienti dal trasmettitore e che sono applicati all'anodo. Per determinare la tensione esistente fra l'anodo e il catodo di X_1, l'impulso negativo sul catodo viene riportato

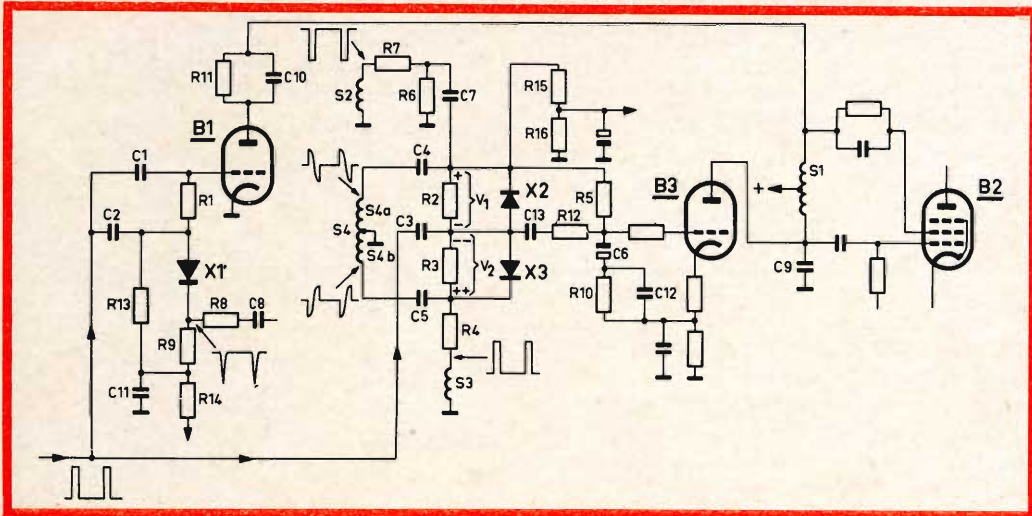



Fig. 2 - Schema elettrico del circuito di sincronizzazione automatica di riga.

sull'anodo per cui la tensione applicata ad X_1 ha la forma riportata in fig. 4.

Quando il ricevitore non è sincronizzato gli impulsi del ricevitore (indicati con O in fig. 4) risultano sfasati rispetto agli impulsi del trasmettitore (indicati con Z in fig. 4). Durante gli impulsi di sincronismo Z, il diodo può diventare conduttore e caricare il condensatore C_2 al valore di cresta V_3 della tensione rappresentata in fig. 4. Gli impulsi O non possono portare in conduzione il diodo X_1 perché hanno un'ampiezza inferiore a quella degli impulsi di sincronismo del trasmettitore.

La tensione continua che si forma su C_2 viene applicata alla griglia controllo di B_1 per polarizzarla. Dato che il catodo di B_1 si trova a massa, anche le creste degli impulsi di sincronismo provenienti dal trasmettitore si troveranno al potenziale di massa a causa della tensione continua formata su C_2. In questo modo viene interessata sempre, durante gli intervalli fra gli impulsi di sincronismo, tutta la caratteristica di griglia di B_1. La corrente anodica di B_1 sarà costituita da grandi impulsi di corrente, che attraverseranno l'induttanza S_1 del circuito oscillante e dato che questi impulsi di corrente sono forti, essi forzeranno l'oscillatore di riga a funzionare alla frequenza degli impulsi di sincronismo. L'oscillatore di riga risulta quindi sincronizzato, e dato che, come abbiamo già visto, gli impulsi di corrente anodica di B_1 sono forti, questi riusciranno a correggere degli ampi scarti di frequenza fra l'oscillatore di riga e gli impulsi di sincronismo del trasmettitore.

Supponiamo che prima della sincronizzazione la frequenza dell'oscillazione fosse differente da quella degli impulsi di sincronismo. In questo caso il triodo B_1 dell'oscillatore di riga si dovrà comportare come una capacità o come un'induttanza per ottenere la sincronizzazione, cioè esso dovrà fornire una corrente in anticipo o in ritardo rispetto alla tensione presente ai capi di S_1. La corrente di B_1 è data dagli impulsi di sincronismo provenienti dal trasmettitore e applicati alla sua griglia e risulterà perciò in fase con questi. Quando l'oscillatore di riga viene sincronizzato da B_1, gli impulsi del trasmettitore risulteranno sfasati rispetto alla tensione presente su S_1 e rispetto alla tensione di pilotaggio della valvola B_2.

Questa differenza di fase è molto importante perché ci permette di ottenere per mezzo di un discriminatore di fase, una tensione che potrà correggere la fre-

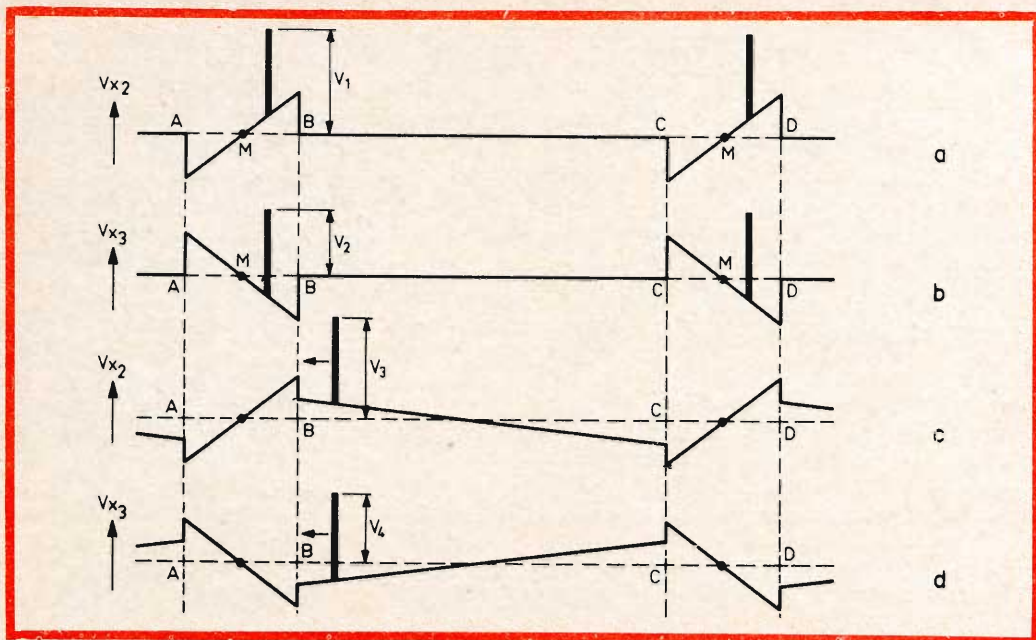



Fig. 3 - Tensioni ai capi dei diodi X_2 e X_3.

quenza propria dell'oscillatore di riga. La tensione continua sulla placca di B_1 viene regolata a mezzo della resistenza R_{11}, mentre il condensatore C_{10} corto circuita questa resistenza dal punto di vista delle tensioni alternate. R_{13} è la resistenza di fuga del diodo X_1; mentre il punto di unione di C_{11} e R_{13} si trova al potenziale di massa in assenza di segnale.

Il Fase

Sostituzione della sincronizzazione diretta da parte del discriminatore di fase

Per sostituire la sincronizzazione diretta con il discriminatore di fase, si applicano gli impulsi di sincronismo di riga provenienti dal trasmettitore, tramite il condensatore C_3 al discriminatore di fase di fig. 2.

Se **in seguito alla sincronizzazione diretta** esiste una certa differenza di fase fra gli impulsi del trasmettitore e la tensione di controllo di B_1, questa stessa differenza si ritroverà fra gli impulsi di sincronismo del trasmettitore e la tensione di paragone del ricevitore. Com'è noto, la parte a dente di sega delle figure 3-a e 3-b è ricavata da una parte dell'impulso di ritorno ed è in fase con quest'ultimo. L'impulso di ritorno deriva a sua volta dai picchi della tensione alternata applicata alla griglia controllo della valvola B_2 ed è naturalmente in fase con questi.

Gli impulsi di sincronismo non capiteranno più allora nel mezzo degli impulsi di paragone riportati nelle fig. 3-a e 3-b, ma a sinistra o a destra di questo punto, a seconda che la corrente del triodo B_1, sarà in ritardo o in anticipo sulla tensione di pilotaggio dell'oscillatore di riga. In questo caso, ai capi di C_4, comparirà una tensione positiva o negativa rispetto a massa.

Con questa tensione continua si caricherà il condensatore C_6 posto fra griglia e catodo del tubo a reattanza ottenendo quindi una regolazione manuale automatica della frequenza. Per questo motivo,

questo condensatore è collegato tramite R_5 al punto d'unione di C_4 e R_2. La capacità di C_6 dovrà essere grande al fine di ottenere una tensione molto costante.

Il discriminatore di fase riprende ora la funzione della sincronizzazione diretta nel seguente modo. Se il ricevitore è **sincronizzato** da B_1, a causa della differenza di fase fra gli impulsi di sincronismo e gli impulsi di paragone, apparirà una tensione ai capi di C_4. Il condensatore C_6 si carica allora lentamente a causa dell'alto valore di capacità attraverso la resistenza R_5. Ne risulta una variazione della capacità rappresentata dal tubo a reattanza per l'oscillatore di riga. In questo circuito, il tubo a reattanza è collegato in modo da equivalere ad una capacità. Ne risulterà una variazione della frequenza propria dell'oscillatore di riga e il circuito è studiato in modo che questa variazione diminuisce la differenza esistente fra la frequenza propria dell'oscillatore e quella degli impulsi di sincronismo.

Quando la frequenza propria dell'oscillatore di riga diminuisce sotto l'influenza del discriminatore di fase e del tubo a reattanza, la valvola B_1 dovrà fornire una **reattanza** minore all'oscillatore di riga. Ciò significa che la differenza di fase fra gli impulsi di sincronismo e la tensione di paragone diminuisce per cui gli impulsi di sincronismo si spostano verso il centro M del dente di sega di paragone (figg. 3-a e 3-b). Nel frattempo anche la carica nel condensatore C_6 è aumentata per cui la frequenza propria dell'oscillatore varia in modo che la differenza fra la frequenza dell'oscillatore e la frequenza degli impulsi di sincronismo diminuisce ancora. Ne consegue che la reattanza fornita da B_1 all'oscillatore diminuisce anche essa e così pure la differenza di fase per la sincronizzazione diretta. Gli impulsi di sincronismo provenienti dal trasmettitore si spostano quindi sempre più verso il punto M.

Questa azione prosegue fino a che la tensione ai capi di C_6 è tale che la frequenza propria dell'oscillatore di riga diventa uguale alla frequenza di ripetizione degli impulsi di sincronismo, i quali a questo punto si vengono a trovare esattamente nel centro M del dente di sega. A questo punto la sincronizzazione diretta è completamente rimpiazzata dal discriminatore di fase che controlla la frequenza dell'oscillatore grazie alla tensione esistente ai capi di C_6. La sincronizzazione diretta può essere quindi eliminata e bisognerà farlo per evitare che degli impulsi parassiti (disturbi) presenti nel segnale di sincronismo provochino una corrente nella valvola B_1 che forzi l'oscillatore a lavorare su di un'altra frequenza. Altrimenti così restando le cose la sensibilità ai disturbi rimane sempre grande. La tensione su C_6 deve essere grande in modo da riuscire a compensare una grande differenza di frequenza fra la frequenza propria dell'oscillatore e la frequenza degli impulsi di sincronismo. Ciò viene ottenuto applicando delle forti tensioni di paragone al discriminatore di fase, che funziona da duplicatore di tensione.

In seguito agli accorgimenti sopra descritti si ottiene, anche per una grande differenza fra la frequenza propria dell'oscillatore di riga e la frequenza degli impulsi di sincronismo, la necessaria tensione su C_6, in modo da riportare sempre l'oscillatore di riga nei dintorni del centro M del tratto a dente di sega (figura 5). In questo modo l'immagine resterà ben centrata sullo schermo.

III Fase

Eliminazione della sincronizzazione diretta per diminuire la sensibilità ai disturbi

Abbiamo appena visto che la sincronizzazione diretta è stata completamente sostituita dall'azione del discriminatore di fase. La sincronizzazione diretta ora non contribuisce più alla sincronizzazione dell'oscillatore e deve essere messa fuori circuito in quanto gli impulsi parassiti, che compaiono in modo irregolare fra gli impulsi di sincronismo, possono forzare lo oscillatore a funzionare su di un'altra frequenza.

Per mettere fuori circuito la sincronizzazione diretta, si impiega il diodo X_1. All'anodo di questo diodo, vengono applicati attraverso C_2 gli impulsi di sincronismo, mentre al catodo vengono portati gli

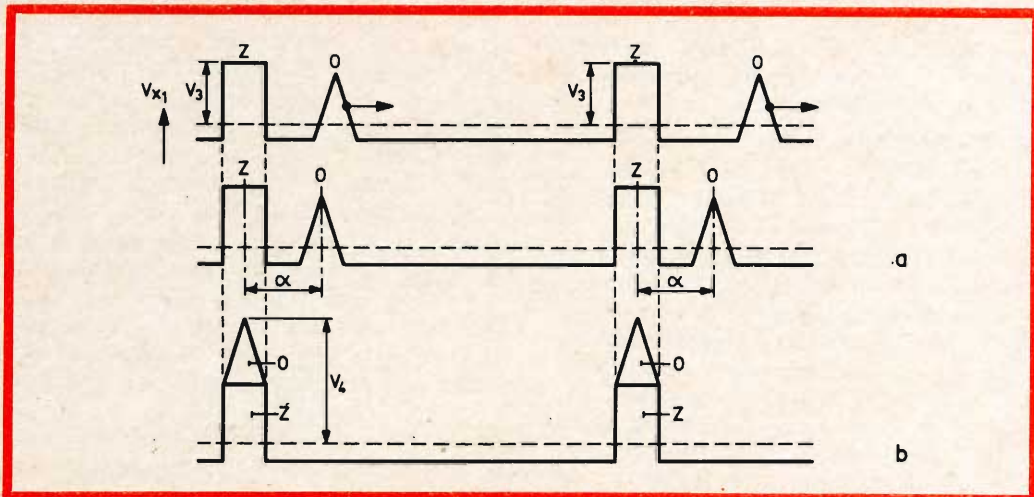



Fig. 4 - Tensioni ai capi del diodo X_1.

impulsi negativi del ricevitore, tramite C_8 - R_8 - R_9. Finché il ricevitore non è sincronizzato gli impulsi sull'anodo e sul catodo di X_1 si spostano a caso gli uni rispetto agli altri.

Allorché il ricevitore risulta sincronizzato da B_1, questi impulsi rimangono fissi gli uni rispetto agli altri. Tuttavia esisterà una certa differenza di fase α (fig. 4-a) dovuta al fatto che durante la sincronizzazione diretta, la corrente anodica di B_1 risulta sfasata di quest'angolo rispetto agli impulsi di ritorno dell'oscillatore di riga. Questa situazione è rappresentata in fig. 4-a, nella quale l'impulso sul catodo viene riportato sull'anodo.

Quando il discriminatore di fase avrà preso a svolgere la funzione di controllo dell'oscillatore prima espletata da B_1, la differenza di fase fra gli impulsi di sincronismo e quelli del ricevitore sarà diminuita, per cui gli impulsi Z ed Q di fig. 4-a si presenteranno nello stesso istante come viene indicato in fig. 4-b.

In questo modo, la tensione fra l'anodo e il catodo di X_1, che all'inizio di questo ciclo era di V_3 volt, aumenta fino a V_4 volt quando entra in azione il discriminatore di fase. Perciò, la tensione negativa ai capi di C_2 diviene più grande, per cui la polarizzazione di B_1 assume un valore tale che B_1 si blocca, in corrispondenza degli impulsi di sincronismo. La sincronizzazione diretta viene quindi esclusa dal circuito e quindi possiamo dire che da questo momento la sincronizzazione è insensibile ai disturbi.

IV Fase

Correzione rapida della frequenza dell'oscillatore di riga

Essendo la capacità di C_6 grande, ne risulta che la costante di tempo R_5 - C_6 è anch'essa grande. Allorché varia la frequenza degli impulsi di sincronismo o la frequenza dell'oscillatore di riga, varia anche la tensione d'uscita del discriminatore di fase nel punto d'unione di C_4 e R_2. Naturalmente occorrerà un certo tempo prima che C_6 venga caricato a questa nuova tensione. Ne consegue che per una variazione lenta della frequenza dell'oscillatore di riga o della frequenza degli impulsi di sincronismo, l'immagine si sposterà leggermente sullo schermo. Per evitare questo inconveniente viene disposta in serie al condensatore C_6 la resistenza R_{10}.

Quando varia la tensione al punto di unione di C_4 e R_2, una parte di questa variazione risulterà applicata direttamente

alla griglia controllo del tubo a reattanza, tramite il partitore di tensione costituito da R_5 e R_{10}, per cui la frequenza dell'oscillatore risulta istantaneamente corretta. Essendo la capacità di C_6 grande, essa rappresenta praticamente un corto circuito per tutte le frequenze.

Con l'inserimento della resistenza R_{10} è come se un secondo discriminatore di fase fosse disposto nel circuito per la regolazione rapida della frequenza tramite il tubo a reattanza.

Onde evitare che delle variazioni molto rapide ai capi di C_4, causate da impulsi parassiti, facciano comparire una tensione su R_{10}, questa resistenza viene disaccoppiata nei confronti di queste frequenze dal condensatore C_{12}.

Fig. 5 - Gli impulsi di sincronizzazione del trasmettitore praticamente coincidono con il punto M quando il tubo a reattanza ha riportato in frequenza l'oscillatore orizzontale.

Alcuni dettagli circuitali

In assenza degli impulsi di sincronismo provenienti dal trasmettitore, la valvola B_1 non è bloccata, come abbiamo già visto. Ne consegue che gli impulsi parassiti sono applicati alla griglia controllo di B_1 tramite il condensatore C_1. Essendo l'andamento di questi impulsi molto irregolare, la corrente di B_1 e così pure la frequenza dell'oscillatore di riga, varieranno in modo irregolare e sullo schermo si avrà un'immagine instabile e stracciata.

Per questo motivo, la valvola B_1 viene bloccata **in assenza** di segnale mediante una forte tensione negativa proveniente dal circuito di sincronizzazione automatica verticale. Questa tensione negativa è presente al terminale inferiore della resistenza R_{14} e giunge alla griglia controllo di B_1 attraverso R_{13} e R_1. La resistenza R_{14} assieme al condensatore C_{11} costituisce un filtro di disaccoppiamento per la tensione negativa.

Allorché viene applicato all'antenna un segnale, il lato inferiore di R_{14} si viene a trovare ad un potenziale che è praticamente massa per cui la valvola B_1 può iniziare a funzionare regolarmente.

Qualora variasse la frequenza dell'oscillatore principale (pilota) del trasmettitore, varierà pure la frequenza di quadro, dato che questa viene ricavata tramite divisori dalla frequenza dell'oscillatore principale. Ne consegue che varierà la tensione d'uscita del discriminatore di fase, cioè la tensione ai capi del condensatore C_4 di fig. 2. Una parte di questa variazione di tensione R_{15} - R_{16} viene portata all'oscillatore verticale del ricevitore, per cui si ottiene la correzione della frequenza dell'oscillatore verticale tramite il discriminatore di fase del circuito di sincronizzazione automatica di riga.

Il discriminatore di fig. 2 è di tipo asimmetrico cioè il condensatore C_4 viene caricato solo dal diodo X_2 e non da tutti e due i diodi come avviene in un discriminatore simmetrico. Ne risulta ai capi di C_4 una tensione residua che provoca tramite R_5 una componente residua su C_6. Questa tensione residua è pure presente in opposizione di fase su C_3 in seguito alla presenza di X_3. Questa tensione viene pure applicata a C_6 tramite C_{13} ed R_{12} per cui fra la griglia controllo e il catodo della valvola a reattanza B_3, non è presente nessuna tensione alternata.

G. Abussi

PRINCIPALI CARATTERISTICHE DEGLI STANDARD TELEVISIVI VHF

DENOMINAZIONE C.C.I.R.	A	B	C	D	E	F	M	N
Numero di linee	405	625	625	625	819	819	625	625
Regione di applicazione	Gran Bretagna	Europa occid.	Belgio	Europa orient.	Francia	Belgio	America Giappone	Argentina
Frequenza di trama (Hz)	50	50	50	50	50	50	60	50
Frequenza di quadro (Hz)	25	25	25	25	25	25	30	
Frequenza di linea (Hz)	10125	15625 ± 0,1 %	15625 ± 0,1 %	15625 ± 0,05 %	20475	20475 ± 0,1 %	15750	
Larghezza della banda video (MHz)	3	5	5	6	10	5	4,2	4,2
Larghezza del canale (MHz)	5	7	7	8	14	7	6	6
Portante suono in relazione alla portante video (MHz)	— 3,5	+ 5,5	+ 5,5	+ 6,5	11,15	+ 5,5	+ 4,5	4,5
Portante suono in relazione al limite del canale (MHz)	+ 0,25	— 0,25	— 0,25	— 0,25	0,02	— 0,25	— 0,25	
Larghezza della banda laterale principale (MHz)	3	5	5	6	10	5	4,2	
Larghezza della banda laterale parzialmente soppressa (MHz)	0,75	0,75	0,75	0,75	2	0,75	0,75	0,75
Polarità della modulazione video	positiva	negativa	positiva	negativa	positiva	positiva	negativa	negativa
Livello della soppressione (blanking) rispetto alla cresta della portante (%)	30	75	25	75	30	25	75	
Livello minimo della portante rispetto alla cresta (%)	3	10	3	10	3	3	15	
Modulazione del suono	AM	FM	AM	FM	AM	AM	FM	
Deviazione (kHz)		± 50		± 50			± 25	
Pre-enfasi (μs)		50	50	50		50	75	

PRINCIPALI CARATTERISTICHE DEGLI STANDARD TELEVISIVI UHF

DENOMINAZIONE C.C.I.R.	G	I	K	L	M
Numero di linee	625	625	625	625	525
Regione di applicazione	Europa occid.	Gran Bretagna	Europa orient.	Francia	America
Frequenza di trama (Hz)	50	50	50	50	60
Frequenza di quadro (Hz)	25	25	25	25	30
Frequenza di linea (Hz)	15625 ± 0,1 %	15625 ± 0,001 %	15625 ± 0,05 %	15625 ± 0,1 %	15750
Larghezza della banda video (MHz)	5	5,5	6	6	4,2
Larghezza del canale (MHz)	8	8	8	8	6
Portante suono in relazione alla portante video (MHz)	+ 5,5	+ 6	+ 6,5	+ 6,5	+ 4,5
Portante suono in relazione al limite del canale (MHz)	— 0,25	— 0,25	— 0,25	— 0,25	— 0,25
Larghezza della banda laterale principale (MHz)	5	5,5	6	6	4,2
Larghezza della banda laterale parzialmente soppressa (MHz)	0,75	1,25	0,75	1,25	0,75
Polarità della modulazione video	negativa	negativa	negativa	positiva	negativa
Livello della soppressione (blanking) rispetto alla cresta della portante (%)	75	77	75	30	75
Livello minimo della portante rispetto alla cresta (%)	10	18	10	6	15
Modulazione del suono	FM	FM	FM	AM	FM
Deviazione (kHz)	± 50	± 50	± 50		± 25
Pre-enfasi (µs)	50	50	50		75

Nuovi tipi di semiconduttori all'arseniuro di Gallio

La RCA ha sviluppato per la prima volta una nuova tecnologia per l'impiego dell'arseniuro di Gallio; essa promette di essere il terzo importante processo con cui completare le precedenti realizzazioni a semiconduttori, basate sul Germanio e sul Silicio. I sistemi adottati per la produzione di cristalli di Germanio e Silicio (come il metodo della giunzione saldata o diffusa), applicati all'arseniuro di Gallio avevano dato risultati modesti, per cui non si era ottenuto alcun progresso impiegando questo nuovo elemento. Le ricerche sono continuate per diversi anni finché è stato trovato un nuovo processo denominato « crescita a vapore ». Esso consiste praticamente in questo: in un ambiente sotto vuoto spinto viene posto un cristallino di Gallio riscaldato a circa 750°C; quindi su di esso si lascia diffondere una miscela gassosa contenente diversi elementi, tra cui in preponderanza l'Arsenico. Questi gas sono riscaldati ad una temperatura leggermente superiore a quella del cristallo, cosicché si condensano sulla sua superficie; in pratica il cristallo cresce contenendo la quantità richiesta di impurità.

L'adozione di questa nuova tecnica ha consentito di realizzare dispositivi dalle caratteristiche veramente interessanti.

Tra essi citiamo:

Una sorgente di microonde che lavora a 40 GHz, la frequenza più elevata mai ottenuta con dispositivi di questo tipo.

Un modulatore elettro-ottico che può modulare trasversalmente un fascio Laser 100 milioni di volte per secondo.

Diodi varactor sperimentali che uniscono i vantaggi di elevate frequenze di taglio e tensione di breakdown.

Una industria britannica, la M. L. Aviation Ltd, già specializzata in ricerche d'avanguardia nel campo aeronautico, ha ora intrapreso la produzione di cristalli sintetici per l'industria. Anche in questo campo ha raggiunto risultati notevoli; infatti recentemente ha costruito, per conto di una ditta francese, un rubino gigante per laser. Le misure eccezionali di questo cristallo sintetico sono 30 cm di lunghezza e 6,5 cm di diametro.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

Continua dal n. 10 1966

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 9 - 1966

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W)	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C: I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE: V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP	fαe †-fαb (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (µsec.)	STRUTTURA
B1152	1.2Ø	#		15		30	25	25	2.0Ø	2.0	8.0	20		400†	.13		
B1152A	1.2Ø	#		15		50	25	40	2.0Ø	2.0	8.0	20		400†	.13		
B1152B	1.2Ø	#		15		80	25	70	2.0Ø	2.0	8.0	20		400†	.13		
B1178	1.2Ø	♦		10		160	15	160	10Ø	2.0	5.0	40Ø		1000†	.15	2.0	DA
B10060	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	25			.06		DΔ
B10061	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	15			.06		DΔ
B10062	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	25			.06		DΔ
B10063	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	15			.06		DΔ
B10065	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	25			.06		DΔ
B10066	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	15			.06		DΔ
B10067	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	25			.06		DΔ
B10068	1.2	60 ♦	J	14	2.0			80Ø		2.0Ø	12	15			.06		DΔ
OC16	1.2Ø	Ø	J	1.5	.20	32	10	32	.10Ø	1.0	2.0	22Ø		200†			A
OC26	1.2Ø	#	J	3.5		32	10	32	.20Ø	1.0Ø	1.0	20	60	150†			A
2N250	1.1	25Ø#	J	3.0		30			1.0	1.5Ø	.50	30	90Ø		2.0		A
2N251	1.1	25Ø#	J	3.0		60			2.0	1.5Ø	.50	30	90Ø		2.0		A
2SB433	1.1Ø	56Ø#	J	15	15Ø	70	40	60§	4.0Ø	2.0Ø	5.0	30	120		.06		AΔ
2N174	1.0	70Ø#	J			80	60	80⍁	15	2.0Ø	1.2	40	80	100Δ	.06		
2N301	1.0§Ø	11Ø#	S	1.5		40	10	40	3.0Ø	1.5	1.0		70				AΔ
2N301A	1.0§Ø	11Ø#	S	1.5		60	10	60	3.0Ø	1.5	1.0		70				AΔ
2N1046A	1.0#	50Ø#	J	12	3.0	130	1.5	50	2.0Ø	1.5Ø	5.0	40		15M§Δ	.08		ADΔ
2N1046B	1.0#	50Ø#	J	12	3.0	130	1.5	50	2.0Ø	1.5Ø	10	20		15M§Δ	.09		ADΔ
2N1412	1.0	70Ø#	S			100	60	65	6.0	2.0Ø	5.0	25	50	5.0Δ	.06		
2N2210	1.0			15		100	60	65	4.0		5.0	25	50	10	.05		A
2N2444	1.0	85		10	1.0	80	1.0	120§	1.0Ø	2.0	3.0	75	120		.20		
2N2526	1.0	♦	J	10	5.0	80	5.0	80	3.0	2.0Ø	3.0	20	50			5.5	D
2N2527	1.0	♦	J	10	5.0	120	5.0	120	3.0	2.0Ø	3.0	20	50			5.5	D
2N2528	1.0	♦	J	10	5.0	160	5.0	160	3.0	2.0Ø	3.0	20	50			5.5	D
2N2832	1.0	85Ø♦	S	20	5.0	80	2.0	50	10	2.0Ø	10	25	100	10§Δ	.075	4.0	E
2N2833	1.0	85Ø♦	S	20	5.0	120	2.0	75	10	2.0Ø	10	25	100	10§Δ	.075	4.0	E
2N2834	1.0	85Ø♦	S	20	5.0	140	2.0	100	10	2.0Ø	10	25	100	10§Δ	.075	4.0	E
2N2912 ⍁	1.0	75Ø♦	J	25	3.0	15	1.5	6.0	.20Ø	2.0Ø	10	75		30M§		2.0	AΔ
2SB131	1.0Ø	#	S	1.5	1.5Ø	40	10	32	3.0Ø			63Ø					A
2SB132	1.0Ø	#	S	1.5	1.5Ø	60	10	32	3.0Ø			63Ø					A
2SB235	1.0	60Ø#	J	15	15Ø	80	25	80§	1.2Ø	1.5Ø	15	43	190	300†	.05		A
2SB236	1.0	60Ø#	J	15	15Ø	60	25	60§	1.2Ø	1.5Ø	15	43	190	300†	.05		A
2SB237	1.0	60Ø#	J	15	15Ø	36	25	36§	1.2Ø	1.5Ø	15	43	190	300†	.05		A
2SB351	1.0	70Ø#	J	15		40	20	40Ø	4.0	2.0Ø	5.0Ø	70Ø		10	.06		A
2SB352	1.0	70Ø#	J	15		60	40	50Ø	4.0	2.0Ø	5.0Ø	70Ø		10	.06		A
2SB353	1.0	70Ø#	J	15		80	40	70Ø	4.0	2.0Ø	5.0Ø	70Ø		10	.06		A
2SB354	1.0	70Ø#	J	15		100	60	80Ø	4.0	2.0Ø	5.0Ø	70Ø		10	.06		A
3N45 #	1.0	75Ø#	J	12Ø	1.5	60	28	35	3.0	2.0Ø	5.0	30	120	600§Δ	.08	4.0	A
3N46 #	1.0	75Ø#	J	12Ø	1.5	80	28	50	3.0	2.0Ø	5.0	20	80	300§Δ	.08	6.0	A
3N47 #	1.0	75Ø#	J	12Ø	1.5	40	28	25	3.0	2.0Ø	5.0	30	120	500§Δ	.08	4.0	A
3N48 #	1.0	75Ø#	J	12Ø	1.5	60	28	40	3.0	2.0Ø	5.0	20	80	300§Δ	.08	6.0	A
ADY18	1.0Ø	45ØØ	J	15	3.0	60	25	15	2.0	2.0Ø	3.0	10	15Ø	100†			A
B1110	1.0	60 #	J	3.0				60	2.0						.20		Δ
2G220	.88Ø	#	J	10	5.0	40	30		2.0Ø	1.5Ø	10	10	12Ø	200	.05	11	A
2G221	.88Ø	#	J	10	5.0	60	30		2.0Ø	1.5Ø	10	10	12Ø	200	.05	11	A
2G222	.88Ø	#	J	10	5.0	80	30		2.0Ø	1.5Ø	10	10	12Ø	200	.05	11	A
2G223	.88Ø	#	J	15	5.0	40	30		2.0Ø	1.5Ø	15	10	12Ø	250†	.05	11	A
2G224	.88Ø	#	J	15	5.0	60	30		2.0Ø	1.5Ø	15	10	12Ø	250†	.05	11	A
2G225	.88Ø	#	J	15	5.0	80	30		2.0Ø	1.5Ø	15	10	12Ø	250†	.05	11	A
2G226	.88Ø	#	J	20	5.0	40	30		2.0Ø	1.5Ø	20	10	12Ø	300†	.05	10	A
2G227	.88Ø	#	J	20	5.0	60	30		2.0Ø	1.5Ø	20	10	12Ø	300†	.05	10	A
2G228	.88Ø	#	J	20	5.0	80	30		2.0Ø	1.5Ø	20	10	12Ø	300†	.05	10	A
2G229	.88Ø	#	J	25	5.0	40	30		2.0	1.5Ø	25	10	12Ø	350†	.05	10	A
2G230	.88Ø	#	J	25	5.0	60	30		2.0Ø	1.5Ø	25	10	12Ø	300†	.05	10	A
2G231	.88Ø	#	J	25	5.0	80	30		2.0Ø	1.5Ø	25	10	12Ø	300†	.05	10	A
2N250A	.83	90Ø#	J	7.0	2.0	40	20	25	.50Ø	1.5Ø	3.0	25	100	160§Δ	.23		A
2N251A	.83	90Ø#	J	7.0	2.0	60	20	35	.50Ø	1.5Ø	3.0	25	100	160§Δ	.23		A
2N456B	.83	150Ø		7.0		40	30	30	.50Ø	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.10		A
2N457B	.83	150Ø		7.0		60	30	40	.50Ø	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.10		A
2N458B	.83	150Ø		7.0		80	30	45	.50Ø	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.10		A
2N1021A	.83	150Ø		7.0		100	30	50	.50Ø	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.10		A
2N1022A	.83	150Ø		7.0		120	30	55	.50Ø	1.5Ø	5.0	30	90	200§Δ	.10		A
2N3124	.83	90Ø#	C	15	5.0	40	20	30Ø	20	2.0Ø	10	50	100	2.5Δ	.05		
2N3125	.83	90Ø#	C	3.3	1.7	80	40	80Ø	15	2.0Ø	3.0	30	75	5.0Δ	.50		
2N3126	.83	90Ø#	C	15	3.0	100	12	75Ø	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	6.0Δ	.10		

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc}	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c / TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C: I_C Ø-I_E	I_B Ø-I_E	BV_{CBO}	BV_{EBO}	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER}	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE: V_{CB} Ø-V_{CE}	I_C Ø-I_B Δ-I_E	MIN. Ø-TIP.	MAX. Ø-TIP	fαe †-fαb	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f	STRUTTURA
	(°C/W)	(W)	(A)	(A)	(V)	(V)	(V)	(mA)	(V)	(A)			(kHz)	(Ω)	(μsec.)	
2SB258	.83	60ØØJ	15		120	1.0		3.5Ø	1.5Ø	5.0	38	280	1500†			AD
2SB259	.83	60ØØJ	15		80	1.0		3.5Ø	1.5Ø	5.0	38	280	1500†			AD
2SB260	.83	60ØØJ	15		50	1.0		3.5Ø	1.5Ø	5.0	38	280	1500†			AD
TI366A	.83	25Ø	3.0		60		45	.10Ø	1.0Ø	1.0	50			.10		A
TI367A	.83	25Ø	3.0		60		40	.20Ø	1.0Ø	.50	30			.15		A
TI368A	.83	25Ø	3.0		45		25	.10Ø	1.0Ø	1.0	50			.10		A
TI369A	.83	25Ø	3.0		45		23	.20Ø	1.0Ø	.50	30			.15		A
TI370A	.83	25Ø	3.0		30		45	.20Ø	1.0Ø	.50	30			.15		A
2N176	.80	90Ø#J	3.0		40		30Ø	3.0Ø	2.0Ø	.50Ø	25	90	7.0	.80		A
2N178	.80	40Ø#J	3.0		30	20	30	3.0Ø	2.0Ø	.50	15	45	6.0	.80		A
2N350	.80	10Ø#J	3.0		50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	20	60	6.0	.80		A
2N350A	.80	90Ø#J	3.0		50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	20	60	6.0	.80	5.0	A
2N351	.80	10Ø#J	3.0		50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	25	90	6.0	.80		A
2N351A	.80	90Ø#J	3.0		50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	25	90	6.0	.80	5.0	A
2N375	.80	90Ø#J	3.0		80	40	60	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	35	90	10	.80	10	Δ
2N376	.80	10Ø#J	3.0		50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	35	120	6.0	.80		A
2N376A	.80	90Ø#J			50		40	3.0Ø	2.0Ø	.70	35	120	6.0	.80	5.0	
2N392	.80	#J	5.0Ø	1.0	60	40	40§	8.0	2.0	1.0		200	6.0	.17		A
2N456A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	40	20	30	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N456A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	40	20	30	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N457A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	60	20	40	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N457A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	60	20	40	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N458A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	80	20	45	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N458A	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	80	20	45	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200§	.10		A
2N459A	.80	106 J	5.0		105	25	60	.50Ø	2.0Ø	2.0	20	70	5.0Δ#†			A
2N554	.80	40Ø#J	3.0		15	15	16	10	2.0Ø	.50	50Ø		6.0	.80		A
2N555	.80	40Ø#J	3.0		30	15	30	20	2.0Ø	.50	50Ø		6.0	.80		A
2N589	.80	90 J	3.0		100	50	7.5Ø	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40				A
2N618	.80	90Ø#J	3.0		80	40	60Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	60	140	8.5	.40	8.0Ø	Δ
2N627	.80	90Ø#J	10		40	20	30Ø	20	2.0Ø	10	10	30	8.0	.10		A
2N628	.80	90Ø#J	10		60	30	45Ø	20	2.0Ø	10	10	30	8.0	.10		A
2N629	.80	90Ø#J	10		80	40	60Ø	20	2.0Ø	10	10	30	8.0	.10		A
2N630	.80	90Ø#J	10		100	50	75Ø	20	2.0Ø	10	10	30	8.0	.10		A
2N669	.80	90Ø#J	3.0		40		30Ø	3.0Ø	2.0Ø	.50	75	250	5.0	.13▼		A
2N1021	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	100	20	50	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200	.10		AΔ
2N1021	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	100	20	50	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200	.10		AΔ
2N1022	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	120	20	55	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200	.10		A
2N1022	.80$	90Ø#J	7.0	3.0	120	20	55	2.0	1.5Ø	5.0	30	90	200	.10		A
2N1029	.80	90Ø#J	15	1.5	50	25	30Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1029A	.80	90Ø#J	15	1.5	60	25	40Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1029B	.80	90Ø#J	15	1.5	90	25	70Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1029C	.80	90Ø#J	15	1.5	100	25	80Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1030	.80	90Ø#J	15	1.5	50	25	30Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1030A	.80	90Ø#J	15	1.5	60	25	40Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1030B	.80	90Ø#J	15	1.5	90	25	70Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1030C	.80	90Ø#J	15	1.5	100	25	80Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1031	.80	90Ø#J	15	1.5	50	25	30Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1031A	.80	90Ø#J	15	1.5	60	25	40Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1031B	.80	90Ø#J	15	1.5	90	25	70Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1031C	.80	90Ø#J	15	1.5	100	25	80Ø	15	2.0Ø	10	20	60		.10	15	AΔ
2N1032	.80	90Ø#J	15	1.5	50	25	30Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1032A	.80	90Ø#J	15	1.5	60	25	40Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1032B	.80	90Ø#J	15	1.5	90	25	70Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1032C	.80	90Ø#J	15	1.5	100	25	80Ø	15	2.0Ø	10	50	100		.10	15	AΔ
2N1073	.80	60Ø♦J	10	1.0	40	.75	40§	1.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N1073A	.80	60Ø♦J	10	1.0	80	.75	80§	1.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N1073B	.80	60Ø♦J	10	1.0	120	.75	120§	2.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N1146	.80	90Ø#J	15	5.0	40	30	30Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1146A	.80	90Ø#J	15	5.0	60	30	45Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1146B	.80	90Ø#J	15	5.0	80	30	60Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1146C	.80	90Ø#J	15	5.0	100	30	75Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1147	.80	90Ø#J	15	5.0	40	30	30Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1147A	.80	90Ø#J	15	5.0	60	30	45Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1147B	.80	90Ø#J	15	5.0	80	30	60Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1147C	.80	90Ø#J	15	5.0	100	30	75Ø	4.0	2.0Ø	5.0	60	150	4.0	.07		AΔ
2N1159	.80	#J	5.0Ø	1.0	80	20	60	8.0	2.0	3.0	30	75	10	.33	10	AΔ
2N1160	.80	35 #J	7.0Ø	1.0	80	20	60	8.0	2.0	5.0	20	50	10	.50	10	AΔ
2N1162	.80	90Ø#J	25		50	25	35Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0†	.04	19Ø	A
2N1162A	.80	90Ø#J	25		50	25	35Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W)	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C: I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE: V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP	fαe †-fαb (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (μsec.)	STRUTTURA
2N1163	.80	90Ø	#J	25		50	25	35Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1163A	.80	90Ø	#J	25		50	25	35Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1164	.80	90Ø	#J	25		80	40	60Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1164A	.80	90Ø	#J	25		80	40	60Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1165	.80	90Ø	#J	25		80	40	60Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1165	.80	90Ø	#S	25Ø		80	40	40	15	1.0Ø	15	15	65	3.0Δ	.04		
2N1165A	.80	90Ø	#J	25		80	40	60Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1166	.80	90Ø	#J	25		100	50	75Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1166A	.80	90Ø	#J	25		100	50	75Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1167	.80	90Ø	#J	25		100	50	75Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1167A	.80	90Ø	#J	25		100	50	75Ø	15	1.0Ø	25	15	65	4.0	.04	19Ø	A
2N1168	.80		#J	5.0Ø	1.0	50	20	30§	8.0	2.0	1.0	70	110Ø	10	.08		A
2N1291	.80		#J	3.0	.50	35	15	30Ø	1.5	2.0Ø	.50	30	90	150§	1.0		A
2N1293	.80		#J	3.0	.50	60	15	45Ø	2.0	2.0Ø	.50	30	90	150§	1.0		A
2N1295	.80	90Ø	#J	3.0	.50	80	15	80Ø	2.0	2.0Ø	.50	40		150†	1.0		A
2N1297	.80		#J	3.0	.50	100	15	80Ø	4.0	2.0Ø	.50	30	90	150§	1.0		A
2N1358	.80	94Ø	#S	15Ø		80	40	40	4.0	2.0Ø	5.0	25	50	5.0Δ	.06		
2N1359	.80	90Ø	#J	3.0		50	25	40Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	35	90	10	.50	10Ø	Δ
2N1360	.80	90Ø	#J	3.0		50	25	40Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	60	140	8.5	.40	8.0Ø	Δ
2N1362	.80	90Ø	#J	3.0		100	50	75Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	35	90	10	.50	10Ø	Δ
2N1363	.80	90Ø	#J	3.0		100	50	75Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	60	140	8.5	.40	8.0Ø	Δ
2N1364	.80	90Ø	#J	3.0		120	60	100Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	35	90	10	.50	10Ø	Δ
2N1365	.80	90Ø	#J	3.0		120	60	100Ø	3.0Ø	4.0Ø	1.0Ø	40	100	8.5	.40	8.0Ø	Δ
2N1518 ⍁	.80	50Ø		25	4.0	50	30	40	4.0	4.0Ø	15	15	40	4.0	.03	20	A
2N1519 ⍁	.80	50Ø		25	4.0	80	30	60	4.0	4.0Ø	15	15	40	4.0	.03	20	A
2N1520 ⍁	.80	50Ø		35	6.0	50	30	40	4.0	4.0Ø	15	17	35	4.0	.02	25	A
2N1521 ⍁	.80	50Ø		35	6.0	80	30	60	4.0	4.0Ø	15	17	35	4.0	.02	25	A
2N1522 ⍁	.80	50Ø		50	8.0	50	30	40	4.0	4.0Ø	15	22	45	4.0	.01	30	A
2N1523 ⍁	.80	50Ø		50	8.0	80	30	60	4.0	4.0Ø	15	22	45	4.0	.01	30	A
2N1529	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1529A	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1530	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1530A	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1531	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1531A	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1532	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1532A	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1533	.80	90Ø	#J	5.0		120	60	60	2.0Ø	2.0Ø	3.0	20	40	10	.50	10Ø	AΔ
2N1534	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1534A	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1535	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1535A	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1536	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1536A	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1537	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1537A	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1538	.80	90Ø	#J	5.0		120	60	60	2.0Ø	2.0Ø	3.0	35	70	8.5	.40	8.0Ø	AΔ
2N1539	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1539A	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1540	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1540A	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1541	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1541A	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1542	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1542A	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1543	.80	90Ø	#J	5.0		120	60	60	2.0Ø	2.0Ø	3.0	50	100	4.0	.20	5.0Ø	AΔ
2N1544	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1544A	.80	90Ø	#J	5.0		40	20	20	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1545	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1545A	.80	90Ø	#J	5.0		60	30	30	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1546	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1546A	.80	90Ø	#J	5.0		80	40	40	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1547	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1547A	.80	90Ø	#J	5.0		100	50	50	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1548	.80	90Ø	#J	5.0		120	60	60	2.0Ø	2.0Ø	3.0	75	150	4.0	.10	5.0Ø	AΔ
2N1549	.80	90Ø	#J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1549A	.80	90Ø	#J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1550	.80	90Ø	#J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI DI POTENZA PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima resistenza termica decrescente

TIPO	MAX. RESISTENZA TERMICA Giunzione-involucro θ_{jc} (°C/W)	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25°C P_c (W)	TEMPERATURA MASSIMA	VALORI LIMITE 25 °C: I_C Ø-I_E (A)	I_B Ø-I_E (A)	BV_{CBO} (V)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} ØBV_{CES} §-BV_{CER} (V)	I_{CBO} MAX. con V_{CB} max. a 25 °C (mA)	h_{FE} †-h_{fe} POLARIZZAZIONE: V_{CB} Ø-V_{CE} (V)	I_C Ø-I_B Δ-I_E (A)	MIN. Ø-TIP	MAX. Ø-TIP	$f\alpha e$ †-$f\alpha b$ (kHz)	MAX. RESISTENZA SATURAZIONE (Ω)	t_r Ø-t_d+t_r §-t_s #-t_f (µsec.)	STRUTTURA
2N1550A	.80	90Ø#	J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1551	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1551A	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1552	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	10	30	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1552A	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	10	20	10	.10	5.0Ø	AΔ
2N1553	.80	90Ø#	J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1553A	.80	90Ø#	J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1554	.80	90Ø#	J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1554A	.80	90Ø#	J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1555	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1555A	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1556	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1556A	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	30	60	6.0	.07	10Ø	AΔ
2N1557	.80	90Ø#	J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1557A	.80	90Ø#	J	15		40	20	20	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1558	.80	90Ø#	J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1558A	.80	90Ø#	J	15		60	30	30	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1559	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1559A	.80	90Ø#	J	15		80	40	40	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1560	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1560A	.80	90Ø#	J	15		100	50	50	3.0Ø	2.0Ø	10	50	100	5.0	.05	10Ø	AΔ
2N1651 ⧄	.80	100Ø♦	J	25	2.5	60	1.5	60	5.0Ø	2.0Ø	10	35	140	1500†	.25	7.0	DA
2N1651 ⧄	.80	100Ø♦	J	25		60	1.5	30	5.0	2.0Ø	10	35	105	600§Δ	.025	10	DΔ
2N1652 ⧄	.80	100Ø♦	J	25	2.5	100	1.5	100	5.0Ø	2.0Ø	10	35	140	1500†	.25	7.0	DA
2N1652 ⧄	.80	100Ø♦	J	25		100	1.5	60	5.0	2.0Ø	10	35	105	600§Δ	.025	10	DΔ
2N1653 ⧄	.80	100Ø♦	J	25	2.5	120	1.5	120	5.0Ø	2.0Ø	10	35	140	1500†	.25	7.0	DA
2N1653 ⧄	.80	100Ø♦	J	25		120	1.5	80	5.0	2.0Ø	10	35	105	600§Δ	.025	10	DΔ
2N1751	.80	♦		25	2.5	80	2.5	80	5.0	1.5	20	30	90	2000†	.03		DA
2N2061A	.80	90Ø#	J	5.0		20	10	15	2.0	2.0Ø	2.0	20	60	5.0	.20	10Ø	AΔ
2N2062A	.80	90Ø#	J	5.0		20	10	15	2.0	2.0Ø	2.0	50	140	1.0	.14	5.0Ø	AΔ
2N2063A	.80	90Ø#	J	5.0		40	20	20	2.0	2.0Ø	2.0	20	60	5.0	.20	10Ø	AΔ
2N2064A	.80	90Ø#	J	5.0		40	20	20	2.0	2.0Ø	2.0	50	140	1.0	.14	5.0Ø	AΔ
2N2065A	.80	90Ø#	J	5.0		80	30	40	5.0	2.0Ø	2.0	20	60	5.0	.20	10Ø	AΔ
2N2066A	.80	90Ø#	J	5.0		80	30	40	5.0	2.0Ø	2.0	50	140	1.0	.14	5.0Ø	AΔ
2N2212	.80	60 ♦	J	10	1.0	120	.75	120	2.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2288	.80	60Ø♦	J	10	1.0	40	.75	40§	1.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2289	.80	60Ø♦	J	10	1.0	80	.75	80§	1.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2290	.80	60Ø♦	J	10	1.0	120	.75	120§	2.0Ø	2.0Ø	5.0	20	60	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2291	.80	60 ♦	J	10	1.0	40	.75	40	1.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2292	.80	60 ♦	J	10	1.0	80	.75	80	1.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2293	.80	60 ♦	J	10	1.0	120	.75	120	2.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2294	.80	60 ♦	J	10	1.0	40	.75	40	1.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2295	.80	60 ♦	J	10	1.0	80	.75	80	1.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2296	.80	60 ♦	J	10	1.0	120	.75	120	2.0Ø	2.0Ø	5.0	50	120	1500†	.10	5.0	DAΔ
2N2423	.80	#	J	5.0	5.0	100	30	80	5.0	2.0Ø	2.0	20	100				A
2N2445	.80	90		20	2.0	100	12	50	3.0Ø	2.0	10	20	60		.10		
2N2636	.80Ø	♦	J	25				100	10Ø	2.0Ø	10	35	140			4#⧄	DAΔ
2N2637	.80Ø	♦	J	25				100	10Ø	2.0Ø	10	35	140			4#⧄	DAΔ
2N2638	.80Ø	♦	J	25				100	10Ø	2.0Ø	10	35	140			3.5#⧄	DAΔ
2N3132	.80	90Ø#	C	5.0	5.0	100	40	70Ø	5.0#	2.0Ø	2.0	40	200	3.0Δ	.30	20Ø⧄	Δ
3N49 #	.80	94Ø#	J	15Ø	2.0	60	28	35	3.0	2.0Ø	5.0	30	120	600§Δ	.08	4.0	A
3N50 #	.80	94Ø#	J	15Ø	2.0	80	28	50	3.0	2.0Ø	5.0	20	80	300§Δ	.08	6.0	A
3N51 #	.80	94Ø#	J	15Ø	2.0	40	28	25	3.0	2.0Ø	5.0	30	120	500§Δ	.08	4.0	A
3N52 #	.80	94Ø#	J	15Ø	2.0	60	28	40	3.0	2.0Ø	5.0	20	80	300§Δ	.08	6.0	A
ADZ11	.80#	45Ø#	J	15	2.0	50	30	40	8.0	2.0Ø	1.2	40	120	80†			A
ADZ12	.80#	45Ø#	J	15	2.0	80	50	60	8.0	2.0Ø	1.2	40	120	100†			A
B1181	.80Ø	♦		25		160	2.0	160	10Ø	1.5	15	60Ø		2000†	.03	2.0	DA
CQT940A	.80	90Ø#	J	15	5.0	100	20	85Ø		2.0Ø	10	20			.085		A
CQT940B	.80	90Ø#	J	15	5.0	80	60	60Ø		2.0Ø	7.0	30			.085		A
CQT940BA	.80	90Ø#	J	15	5.0	80	60	60Ø		2.0Ø	10	30			.06		A
CQT1075	.80	90 #	J	25		140	140	70	2.0Ø	2.0Ø	25	10		200§Δ			A
CQT1076	.80	90 #	J	25		115	115	60	2.0Ø	2.0Ø	25	15		200§Δ			A
CQT1077	.80	90 #	J	15		100	100	45	2.0Ø	2.0Ø	15	10		200§Δ			A
CRT1544	.80	90Ø#	J	25	5.0	60	30	40Ø	15	2.0Ø	25	25	125	5.0	.04		AΔ
CRT1545	.80	90Ø#	J	25	5.0	80	30	60Ø	15	2.0Ø	25	25	125	5.0	.04		AΔ
CRT1552	.80	90Ø#	J	25	5.0	40	30	30Ø	10	2.0Ø	25	25	75	5.0	.04		AΔ
CRT1553	.80	90Ø#	J	25	5.0	100	30	75Ø	10	2.0Ø	25	25	75	5.0	.04		AΔ
CTP1500	.80	90Ø#	J	15	5.0	100	30	80Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ
CTP1503	.80	90Ø#	J	15	5.0	80	30	70Ø	8.0	2.0Ø	5.0	30	75		.07		AΔ

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E DI CALCOLO DEI CONVERTITORI A TRANSISTOR

(Estratto da « Schaltungen mit Halbleiterbauelementen B₁ » della Siemens & Halske)

I Parte

Ha inizio in questo numero la trattazione dei convertitori a transistor; il loro funzionamento viene studiato sia dal punto di vista matematico sia da quello elettronico. Nel testo sono presentate anche diverse realizzazioni pratiche con le relative applicazioni.

I convertitori statici a transistor si compongono essenzialmente di un transistor e di un trasformatore di oscillazione oppure di due transistor e del trasformatore. Mediante la commutazione dei transistor la sorgente di tensione continua (batteria) viene periodicamente inserita e disinserita sull'avvolgimento primario del trasformatore, la tensione alternata così generata è normalmente di forma rettangolare; questa tensione può avere la frequenza desiderata e assumere il valore richiesto. L'oscillazione periodica viene mantenuta tramite un avvolgimento di reazione accoppiato al circuito di comando dei transistor (circuito di base); i transistor oscillano così fra lo stato di conduzione o di interdizione.

In base al principio di funzionamento i convertitori possono essere divisi in tre gruppi:

a) a singolo stadio a fase di blocco
b) a singolo stadio a fase di passaggio;
c) a stadio controfase.

Dimensionamento dei convertitori a singolo stadio a fase di blocco

Il convertitore a singolo stadio a fase di blocco, di cui in fig. 1 è riportato lo schema elettrico base, può essere considerato un variatore di corrente continua che viene convertita in alternata e poi raddrizzata.

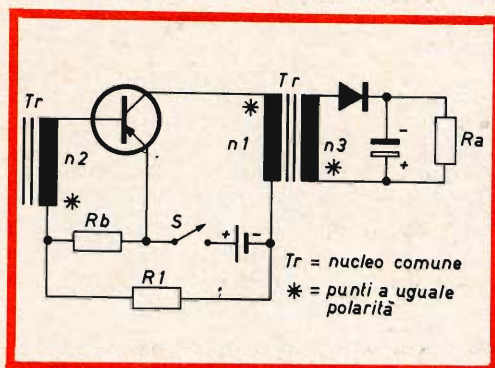



Fig. 1 - Schema elettrico base di un convertitore a singolo stadio a fase di blocco.

L'avvolgimento accoppiato di reazione n. 2 dà la necessaria tensione di base al transistor che viene periodicamente messo in conduzione o interdetto. Caratteristica peculiare di questo tipo è che durante il tempo in cui scorre corrente nel transistor, il carico (R_a) sul secondario del trasformatore rimane disinserito perché bloccato dal raddrizzatore posto nel senso inverso. Durante questo periodo viene caricata l'induttanza del trasformatore, cioè l'energia ricavata dalla batteria viene immagazzinata dal trasformatore; la corrente che scorre nel transistor ha dunque caratteristica di corrente induttiva e sale sino a ridursi a zero, secondo l'eguaglianza:

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{dic}{dt} = \text{costante} \quad [3.1]$$

La tensione U_1 è la tensione efficace presente ai capi dell'induttanza ed è eguale alla tensione di batteria, diminuita della tensione residua sul transistor e della caduta di tensione nell'avvolgimento primario; questi valori sono generalmente molto più piccoli della tensione di batteria, così che si può considerare la tensione U_1 come costante.

Poiché, al disotto della saturazione del ferro anche l'induttanza L è costante, la espressione $\frac{dic}{dt}$ dell'uguaglianza [3.1] dovrà essere costante, e cioè la corrente di collettore varierà con il tempo. Vi sono due limiti all'aumento della corrente di collettore: la tensione indotta sull'avvolgimento di reazione n. 2 determina la massima corrente di collettore e al raggiungimento di questo valore la corrente cessa e l'espressione $\frac{dic}{dt}$ tende a zero, e il transistor si disinserisce; la seconda possibilità è che nel caso del raggiungimento della saturazione del ferro, l'induttanza rapidamente cade e un aumento dell'intensità di campo non porta maggiorazione della induzione e la corrente di collettore sale rapidamente al suo valore massimo, la tensione indotta nel trasformatore contemporaneamente cessa ed il transistor si disinserisce.

Nel dimensionamento del convertitore a singolo stadio a blocco si deve evitare che il trasformatore funzioni alla saturazione. La corrente di batteria salirebbe allora in breve tempo, prima della disinserzione, a valori molto elevati e il rendimento sarebbe molto basso.

Bisogna dunque scegliere l'accoppiamento in modo che la disinserzione della corrente di collettore avvenga nel trasformatore prima che sia raggiunta la saturazione e tramite il bloccaggio del transistor viene disinserita l'induttanza primaria del trasformatore dalla batteria. La tensione indotta si scarica ora sul secondario del trasformatore attraverso al raddrizzatore. Nel trasformatore durante la prima metà di un periodo di passaggio di corrente, l'energia generata è indipendente dal tipo del carico. Per questa ragione è chiaro che questa energia dà luogo, su di una elevata resistenza di carico, ad una elevata tensione e piccola corrente o su piccola resistenza di carico a piccola tensione e ad alta corrente, quindi la tensione ottenuta all'uscita non è dipendente solo dal rapporto di trasformazione del trasformatore. Con un simile convertitore a blocco si può, per esempio su una resistenza di carico di 250 kohm, ottenere una tensione di 250 V, e su una resistenza di carico di 1 Mohm una tensione di 500 V. La potenza ricavata è costante nei due casi.

La fig. 2 mostra la forma di curve della tensione alternata per questi due casi.

Per il dimensionamento di un variatore di tensione a blocco devono essere dati: la tensione di batteria $U_{Batt.}$, la tensione di uscita U_a e la potenza di uscita N_a. In primo luogo è da definire quale tipo di transistor può venir usato e per questo è da accertare la massima corrente di collettore assorbita.

L'energia accumulata durante il tempo di passaggio di corrente t_1 deve essere uguale al prodotto dell'energia ceduta durante il tempo t_2 per il rendimento.

Dato che la corrente di base di un transistor è molto più piccola della corrente di collettore, quest'ultima e la corrente di batteria hanno praticamente uguale andamento e uguale forma di curva. Per questa ragione si può, in questo calcolo, porre al

posto della corrente di batteria **la corrente** di collettore

$$\eta \cdot U_1 \int_0^{t1} ic \cdot dt = N_a \cdot t \qquad [3.2]$$

dove $t = t_1 + t_2$ è la durata totale di un periodo.

Perché la corrente di batteria salga linearmente vale:

$$\int_0^{t1} ic \cdot dt = \frac{\hat{i}}{2} \cdot t_1 \qquad [3.3]$$

da ciò si ricava, per il valore picco della corrente di collettore

$$\hat{i} = \frac{2 \cdot N_a \cdot t}{\eta \cdot U_1 \cdot t_1} \qquad [3.4]$$

stenza di carico e definita attraverso il rapporto degli impulsi $\frac{t_1}{t_2}$ (Fig. 2).

La tensione picco applicata al collettore-emettitore del transistor sarà

$$U_{sp} = U_{Batt.} \left(1 + \frac{t_1}{t_2} \right) \qquad [3.3]$$

Dato che il transistor viene qui usato come interruttore, la potenza dissipata al collettore è molto piccola, finché la frequenza di oscillazione è minore della frequenza limite di amplificazione f_B del transistor. Tramite la corrente massima e la massima tensione collettore-emettitore è così determinato il tipo di transistor.

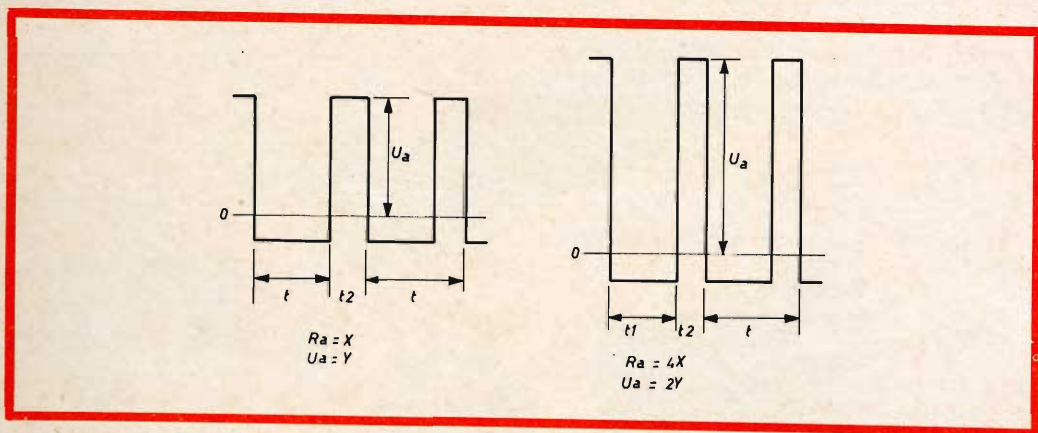



Fig. 2 - Forma d'onda della Va per i due casi descritti.

Il rendimento η è da considerarsi per il calcolo circa 0,7.

Il rapporto dei tempi: $\frac{t_1}{t}$ può essere scelto fra 1/2 e 10/11; buoni valori si raggiungono se il rapporto dei tempi viene scelto di 3/4. Mediante questo valore medio di corrente picco di collettore il transistor è già in parte determinato. La controtensione provocata dal blocco del transistor è applicata fra collettore-emettitore.

La sovratensione è, come già menzionato, dipendente dalla grandezza della resi-

La grandezza dell'induttanza primaria L1 del trasformatore può essere ricavata con l'aiuto dell'uguaglianza

$$U_1 = L_1 \frac{dic}{dt} = L_1 \frac{\hat{i}c}{t_1} \qquad [3.1]$$

Ampliamo questa uguaglianza con la espressione $\frac{1}{t \cdot f} = 1$

e trasformata rispetto a L_1 si ottiene:

$$L_1 = \frac{U_1}{\hat{i}} \cdot \frac{t_1}{t} \cdot \frac{1}{f} \qquad [3.6]$$

In questo modo viene introdotta la frequenza di oscillazione e i tempi di commutazione compaiono solo come numeri di rapporto ma non come valore assoluto.

Come già menzionato si deve in ogni caso evitare che il trasformatore venga usato sino alla saturazione.

Il numero necessario minimo di spire è dipendente dalla frequenza e dalla tensione di batteria. La nota eguaglianza di trasformazione:

$$U = 44{,}4 \cdot n \cdot f \cdot q \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} \quad [3.7]$$

non è più valida poiché devono venire considerate la tensione rettangolare e il rapporto di commutazione.

La nuova equazione di trasformazione generale è:

$$U_1 = n_1 \cdot q \cdot \frac{dB}{dt} \cdot 10^{-8} \quad [3.8]$$

Al disotto dell'ambito della saturazione l'induzione è direttamente proporzionale alla corrente e dunque sale linearmente.

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\hat{B}}{t_1} \quad [3.9]$$

La formula di trasformazione è espressa allora da:

$$U_1 = \frac{t}{t_1} \cdot n\,1 \cdot q \cdot f \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} \quad [3.10]$$

e ne deriva il numero minimo di spire dell'avvolgimento primario

$$n\,1 = \frac{t_1}{t} \cdot \frac{U_1}{q \cdot f \cdot \hat{B}} \cdot 10^{8} \quad [3.11]$$

dove q è la sezione del ferro del trasformatore la cui grandezza può essere rapidamente calcolata con la formula:

$$q = \sqrt{N_a}$$

Con l'aiuto del valore dell'induttanza primaria L1 e il numero minimo di spire n 1 può ora venir calcolato il necessario valore di induttanza. Questo valore dipende dalla grandezza dell'induttanza di una spira del trasformatore e poiché l'induttanza di un avvolgimento sale proporzionalmente al quadrato del numero delle spire, la grandezza dell'induttan-a è

$$\frac{\mu H}{N^2}$$

$$\text{Teoricamente} = \frac{L_1}{n_1^2} \quad [3.12]$$

Dato che la grandezza del nucleo rimane fissa, deve ora essere previsto un traferro di tale grandezza che venga raggiunto il necessario valore di induttanza. Per questo a causa della più alta frequenza ammissibile, spesso si devono impiegare nuclei in ferrite, disponibili in varie grandezze e vari traferri.

Nei nuclei a lamelle può venire variata la grandezza efficace del traferro mediante la diversa disposizione degli strati dei lamierini. Poiché naturalmente non può venire realizzato il teorico valore di induttanza calcolato, si può calcolare con la

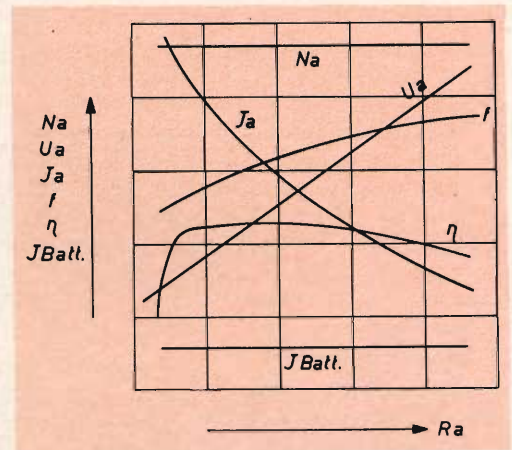



Fig. 3 - Andamento delle curve caratteristiche. Na = = potenza di uscita; Ua = tensione di uscita; Ia = corrente di uscita; f = frequenza; η = rendimento; $I_{Batt.}$ = = corrente assorbita dalla batteria; Ra = carico applicato all'uscita.

formula [3.11] il numero di spire primarie finali effettive n 1.

Dalle curve caratteristiche del transistor scelto si può ricavare, per il comando della calcolata corrente di picco di collettore, la necessaria tensione U_{BE} base-emettitore e la corrente di base I_B.

Il rapporto di accoppiamento è allora, in considerazione della caduta di tensione sulla resistenza del partitore di tensione R_B.

$$\frac{n_1}{n_3} = \frac{U_1}{I_B \cdot R_B + U_{BE}} \quad [3.14]$$

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
FACON
Mod. 003 25
NUOVA PRODUZIONE
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
FACON
Mod. 002.34
NUOVA PRODUZIONE
Made in Italy
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

Per il calcolo del rapporto di trasformazione secondario si deve tener conto del rapporto di impulso

$$\ddot{U} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{U_a}{U_1} \cdot \frac{t_2}{t_1} \quad [3.14]$$

Anche per la scelta del necessario raddrizzatore sul secondario valgono considerazioni diverse di quelle per l'uso con tensione sinusoidale.

Nei raddrizzatori a singola onda di una tensione sinusoidale con carico capacitivo (condensatore di filtro) si presenta sul raddrizzatore al massimo una tensione inversa di circa 2,8 volte la grandezza efficace della tensione alternata. La marcatura dei raddrizzatori al selenio tiene conto di questa condizione.

Nei convertitori a singolo stadio a blocco la tensione sull'avvolgimento secondario, durante il tempo inverso al raddrizzatore, è molto più piccola che durante il tempo di passaggio. Perciò in questo caso la massima tensione calcolata inversa al raddrizzatore è solo di poco più grande della tensione raddrizzata.

$$U_{GL} = U_a\left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right) \quad [3.15]$$

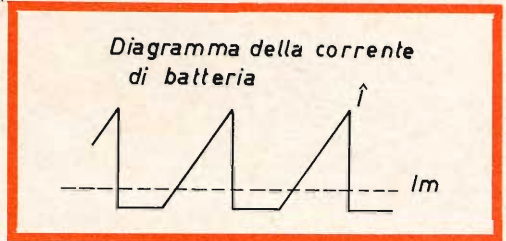
Il partitore di tensione R_1 — R_B serve come aiuto all'innesco della oscillazione. La grandezza della tensione continua applicata alla base, con questo divisore di tensione, è dipendente dalla temperatura minima per la quale il convertitore deve ancora oscillare.

Più bassa è la temperatura e più grande deve essere questa tensione di polarizzazione, poiché il coefficiente di amplificazione del transistor diviene più piccolo.

La grandezza della resistenza R_1 è perciò da determinare empiricamente nel miglior modo possibile; come valore medio può essere data una tensione continua di 0,1 V alla base del transistor.

La resistenza R_B deve essere calcolata di valore tale da avere una caduta di tensione circa di grandezza necessaria per la saturazione del transistor (U_{BE}).

In fig. 3 sono rappresentate le curve caratteristiche di un convertitore a singolo stadio a blocco.

Da quanto esposto si deduce che questo tipo di convertitore è adatto per ottenere da batterie a bassa tensione, elevate tensioni secondarie dato che il rapporto spire primario-secondario può essere tenuto minore del necessario rapporto delle tensioni.

Valore media della corrente di batteria	Massima potenza di uscita
$Im = \frac{\hat{I}}{4}$	$Na = \frac{Ic_{max}}{4} U_B \cdot \eta$

ESEMPI PRATICI DI IMPIEGO

I - Da 3 Vcc a 1000 Vcc

Un convertitore a singolo stadio a blocco, come nell'esempio di fig. 4 viene usato per la trasformazione di una tensione continua di 3 V in una tensione continua di 1.000 V su di un carico resistivo di 2 Mohm.

Questo convertitore non deve venire impiegato a vuoto perché altrimenti all'uscita, e nel transistor, la tensione salirebbe ulteriormente, ciò porterebbe alla distruzione del transistor stesso; se all'uscita del convertitore viene inserito un carico superiore, la tensione di uscita diminuisce.

Dati tecnici: tensione di batteria 3 V; frequenza di oscillazione circa 3 kHz; rendimento circa 50%; assorbimento di corrente dalla batteria 350 mA; tensione di uscita 1.000 V su 2 ohm.

Materiale occorrente: T_1: 1 transistor Ac 153; Tr: un trasformatore con nucleo ferrite a olla B 65581: Avvolgimenti: $n_1 = 40$ spire ∅ 0,4, $n_2 = 25$ spire ∅ 0,2, $n_3 = 3500$ spire ∅ 0,07; Gr: 1 raddrizzatore al selenio a bacchetta E 600 C8; R_1: 1 resistenza 300 ohm; R_2: 1 resistenza

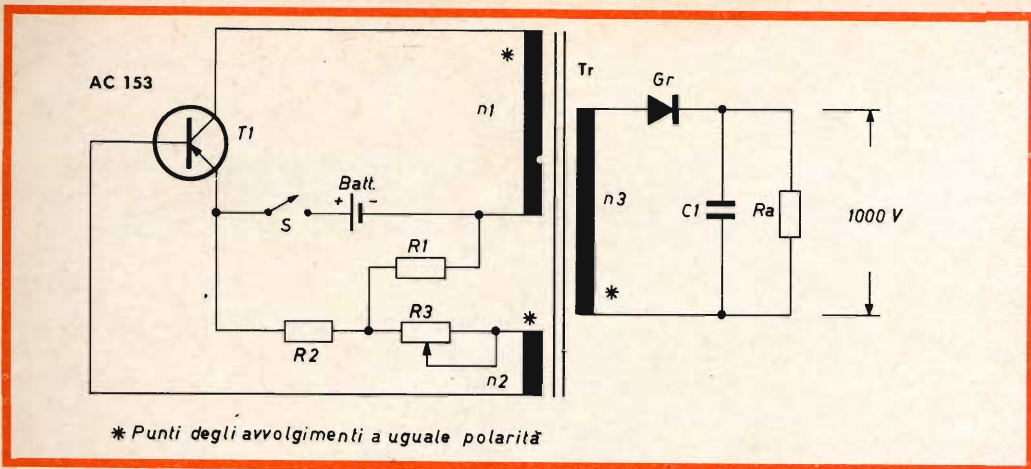



Fig. 4 - Schema elettrico di un convertitore CC/CC da 3 V a 1000 V.

25 ohm; R_3: 1 resistenza 10 ohm (tarabile al collaudo da 0 a 10, secondo il fattore d'amplificazione del transistor).

II - Da 6 Vcc a 12.000 V - 1 kHz

Per l'impiego come apparecchiatura di prova di isolamento o per generazione di scariche elettriche può essere impiegato lo schema di fig. 5 da cui si ricava, al secondario, 12.000 V a 1000 Hz con un rapporto di tensione 1 : 2000 e rapporto spire solo di 170. L'avvolgimento secondario deve essere impregnato nel vuoto per ovviare a scariche interne.

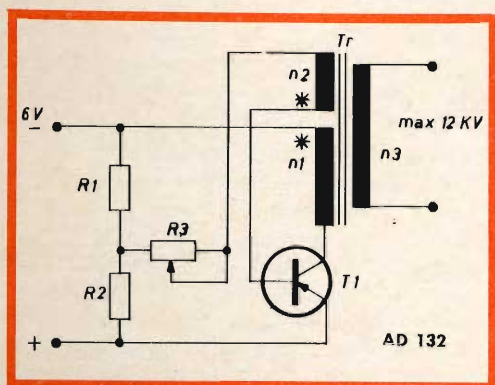



Fig. 5 - Schema elettrico di un convertitore da 6 Vcc a 12000 V a 1000 Hz.

Dati tecnici: tensione di batteria 6 V; corrente di batteria 0,5 A; frequenza circa 1 kHz; tensione di uscita mass. 12.000 V.

Materiale occorrente: 1 trasformatore con nucleo in ferrite a doppio E tipo B 66231; Avvolgimenti: $n_1 = 30$ spire di Ø 0,4, $n_2 = 30$ spire Ø 0,2, $n_3 = 5000$ spire Ø 0,05; resistenza R_1: 100 ohm, resistenza R_2: 5 ohm, resistenza R_3: 25 ohm (tarabile al collaudo); T_1: 1 transistor AD132.

III - Flash elettronico

La fig. 6 mostra lo schema di un generatore di lampo elettronico per flash fotografico.

La tensione di comando dell'amplificatore è ricavata, per mezzo di un partitore di tensione, dal condensatore di carica del lampo C_1.

Durante il tempo di carica il transistor T2 è interdetto e il transistor T3 in conduzione.

Il relé A è eccitato ed il circuito della corrente di batteria è chiuso dal contatto «a» del relé.

Al raggiungimento della tensione finale si innesca la lampada al neon, che contemporaneamente può essere usata come indicatore di carica, e la caduta di tensione prodotta dalla resistenza R_7 causa l'in-

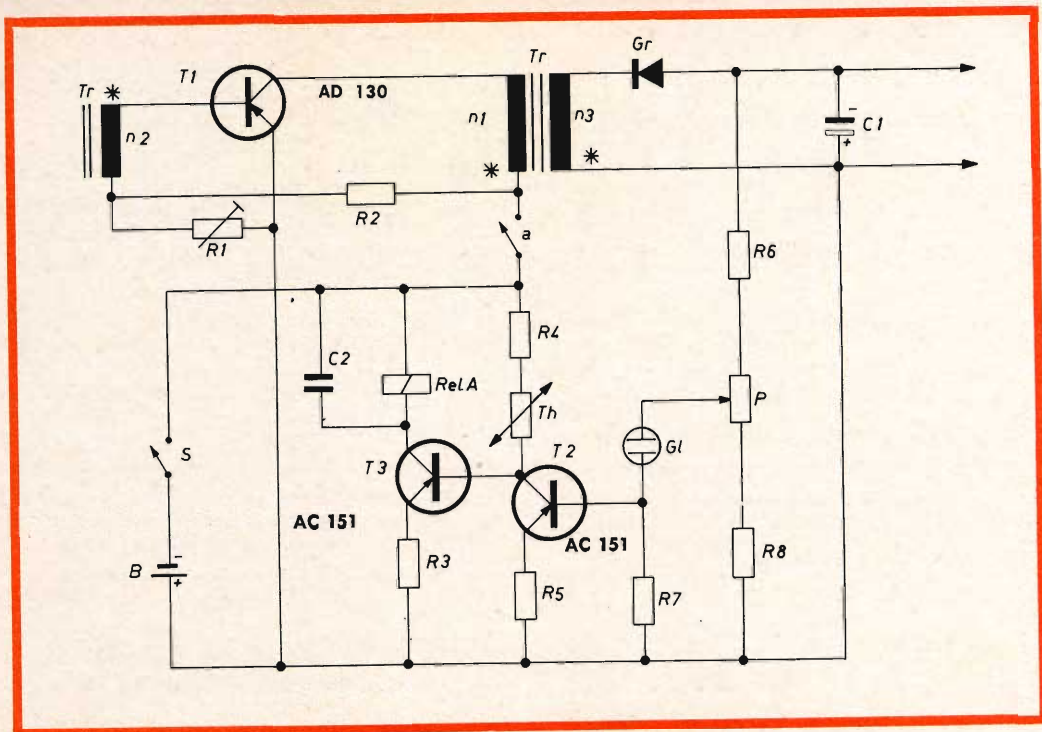



Fig. 6 - Schema elettrico di un generatore di lampo per flash.

serzione del transistor T2, di conseguenza viene interdetto il transistor T3.

Il relé A si diseccita e il circuito di batteria viene interrotto dal contatto « a » del relé.

Alla scarica del condensatore di lampo, a causa della caduta di tensione al partitore, il transistor T2 non riceve più per il suo comando di conduzione, la necessaria corrente di base, tramite la lampada al neon, si commuta di nuovo lo stato di conduttività di ambedue i transistor nello stato iniziale e il condensatore viene rapidamente ricaricato.

Mediante la disinserzione del convertitore dopo l'avvenuta carica viene ottenuto un risparmio della batteria.

Con l'impiego di un termistore nel circuito di regolazione il dispositivo lavora con sicurezza sino a una temperatura ambiente di 50 °C.

Dati tecnici: tensione di batteria 10 V (B); tempo di reintegro 8 s.

Materiale occorrente: T1: 1 transistor AD 130; T2 = T3: 2 transistor AC 151; Tr: trasformatore a lamierini al silicio M 42 da 0,35 con traferro da 0,5; Avvolgimenti: n_1 = 73 spire ∅ 0,6, n_2 = 40 spire ∅ 0,4, n_3 = 2500 spire ∅ 0,15; Th: 1 termistore K 11, 10 kohm; Rel: 1 microrelé 154 TBV; Gl: lampada al neon da 150 V, 0,6 mA; Gr: raddrizzatore al selenio E 250 C 85; R_1: resistenza 10 ohm (tarabile al collaudo); R_2: resistenza 200 ohm; R_3: resistenza 100 ohm; R_4: resistenza 12,5 kohm; R_5: resistenza 250 ohm; R_6: resistenza 2 Mohm; R_7: resistenza 10 kohm; R_8: resistenza 1 Mohm; P: potenziometro 1 Mohm; S: interruttore di comando: C_1 = = condensatore elettrolitico 500 μF - 500-550 V.

PROVA DI AMPLIFICATORI AUDIO CON SEGNALI A DENTI DI SEGA

Un segnale a denti di sega, che può essere considerato come una somma di segnali sinusoidali di ampiezze e frequenze diverse, si presta particolarmente per la prova di amplificatori audio. Tra gli altri vantaggi c'è la possibilità di esaminare contemporaneamente sia i toni alti che i toni bassi, nonché gli effetti della distorsione e del sovraccarico. Dopo questa introduzione viene descritto un semplice circuito generatore di segnali a denti di sega, facilmente realizzabile da chiunque.

La forma d'onda a denti di sega può essere efficacemente impiegata per la prova di amplificatori sia video che audio. Un uso appropriato di questa forma d'onda presenta parecchi vantaggi rispetto ai segnali sinusoidali o a onda quadra.

Per la determinazione e il controllo della risposta di un amplificatore ci sono dei criteri fondamentali da rispettare; essi comprendono: risposta in frequenza, punti di saturazione, risposta ai bassi o agli alti, distorsione totale, guadagno di potenza.

Tutti questi parametri si possono rapidamente determinare usando segnali sinusoidali, però c'è l'inconveniente che la frequenza dell'oscillatore deve essere continuamente variata per coprire tutta la banda di interesse, e inoltre deve rimanere costante l'ampiezza del segnale. Di solito per eliminare qualcuno di questi inconvenienti si usano i segnali a onda quadra. Ricordiamo che una forma d'onda complessa, come un'onda quadra o un dente di sega, può sempre essere considerata come somma di segnali sinusoidali di frequenze e ampiezze diverse (analisi di Fourier). Per amplificare correttamente un'onda complessa il circuito deve essere in grado di lavorare su queste componenti sinusoidali senza introdurre distorsione, perciò è come se agisse contemporaneamente su diverse frequenze sinusoidali.

Il segnale a denti di sega è preferibile all'onda quadra in quanto esso contiene tutte le armoniche sinusoidali, cosa che invece non succede per l'onda quadra.

Le ampiezze di queste armoniche variano come $\frac{1}{n}$, dove n è l'ordine dell'armonica. Per esempio, per riprodurre correttamente un segnale a denti di sega di 1 kHz, un amplificatore deve avere una larghezza di banda almeno di 10 kHz, perché il segnale a denti di sega richiede le armoniche 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 e 10 kHz. L'ampiezza della decima armonica è all'incirca il 10% di quella della fondamentale. Se l'amplificatore lavora correttamente sul 90% dell'energia del segnale d'ingresso, presenterà una uscita indistorta.

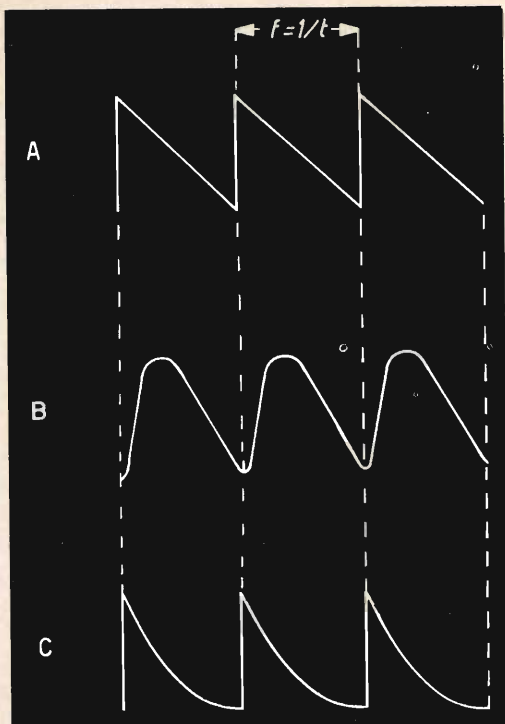



Fig. 1 - (A) Dente di sega ideale; (B) Segnale all'uscita con perdita alle alte frequenze; (C) Segnale d'uscita con perdita alle basse frequenze.

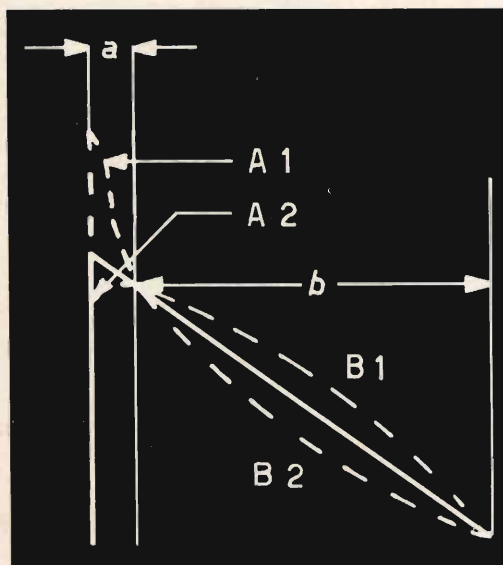



Fig. 2 - Effetti delle variazioni dei controllo toni alti e bassi su un tipico dente di sega: A_1 = aumento degli alti, A_2 = diminuzione degli alti, B_1 = aumento dei bassi, B_2 = diminuzione dei bassi.

Supponiamo di esaminare all'oscilloscopio il segnale di uscita di un amplificatore, quando mandiamo in ingresso un dente di sega indistorto, come in **figura 1-A.** Se l'amplificatore difetta nella risposta alle alte frequenze, esso non passerà tutte le armoniche ad alta frequenza producendo un segnale d'uscita come in **figura 1-B,** dove la salita rapidissima del dente di sega è stata integrata. Naturalmente se l'amplificatore ha una banda di 100 kHz, un dente di sega a 1 kHz ne esce indistorto; in questo caso è conveniente usare un dente di sega a 10 kHz o a frequenza più alta.

Riprendiamo l'esame della forma d'onda in uscita: se l'amplificatore difetta nella risposta alle basse frequenze, il segnale avrà l'aspetto segnato in **figura 1-C.** La figura 2 mostra un tipico dente di sega e gli effetti ottenuti variando i controlli dei bassi e degli alti.

Di solito in un amplificatore il controllo dei bassi influisce sul guadagno nella banda tra 50 e 1.000 Hz, mentre il controllo degli alti influisce sul guadagno oltre i 1.000 Hz. Nella **figura 2** la regione contrassegnata con « a » è influenzata dal controllo dei toni alti, mentre la regione « b » è sensibile al controllo dei toni bassi.

Se aumentiamo gli alti otteniamo una sovrasalita indicata dalla curva tratteggiata A_1; se diminuiamo gli alti la sommità del dente appare arrotondata come nella curva A_2. Aumentando e diminuendo i bassi si ottengono rispettivamente le curve B_1 e B_2.

L'utilità di una prova con segnale a denti di sega è ovvia, dato che un dente di sega a 1 kHz permette di controllare i bassi fino a 100 Hz e gli alti fino a 10 kHz. Il sovraccarico di un amplificatore viene facilmente rivelato da un dente di sega, perché la sua sommità diventa piatta, come in **figura 3-A;** essa permette di calcolare la massima ampiezza di segnale che viene passata senza essere tagliata; inoltre c'è una relazione tra l'ampiezza di un dente di sega e la tensione efficace di un segnale sinusoidale, cosicché è anche possibile conoscere la potenza d'uscita dell'amplificatore. Si procede in questa maniera: all'oscilloscopio si calcola l'ampiezza del segnale a dente di sega, questo valore viene diviso per 2,83 e si ottiene il valore equivalente

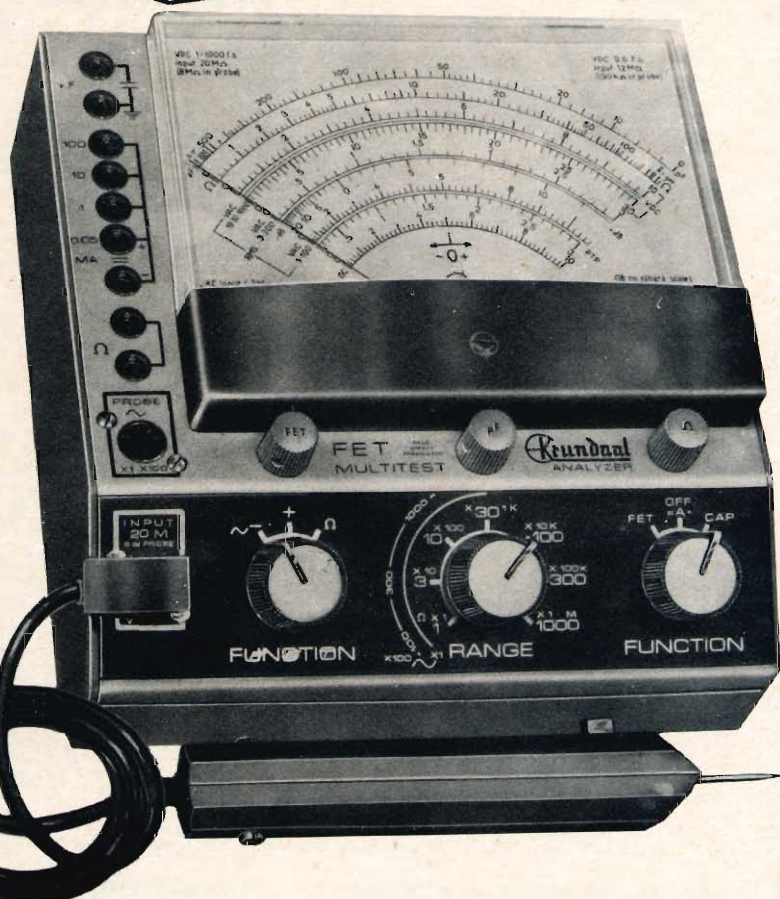
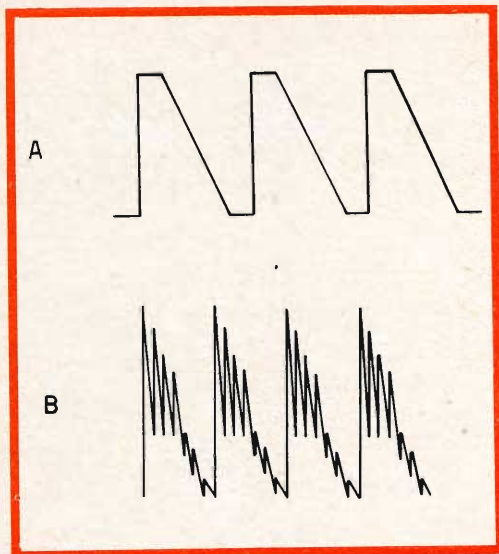



Fig. 3 - (A) La sommità piatta del dente rivela un sovraccarico; (B) La « risonanza » nel fronte di salita indica una cattiva risposta ai transienti rapidi.

E della tensione efficace del segnale sinusoidale; chiamata R la resistenza di carico, il valore della potenza d'uscita è dato da E^2/R.

Se l'amplificatore ha una cattiva risposta ai transienti rapidi, si può avere una « risonanza » nel fronte di salita del dente di sega, il quale perciò assume l'aspetto rappresentato in **figura 3-B**; di solito questo difetto viene eliminato introducendo un appropriato bypass nella rete di controreazione. In conclusione possiamo ancora sottolineare l'utilità di questa prova, che, solo esaminando all'oscilloscopio la forma d'onda d'uscita, ci permette di controllare numerosi parametri dell'amplificatore.

Generatore di segnali a denti di sega

Si descrive qui di seguito un generatore di segnale a denti di sega, la cui frequenza varia tra 200 e 25 kHz, dotato di ottima stabilità. Il circuito è mostrato in **figura 4.** Supponiamo che il selettore S_1, che serve a selezionare le frequenze, sia nella posizione 1 kHz, e che inizialmente la tensione comune in A al collettore T_1 e all'emettitore di T_2 sia la tensione di batteria. T_3 è polarizzato nella regione attiva, la tensione del suo collettore è determinata dalla caduta di tensione su R_7. In queste condizioni T_2 è interdetto, poiché la sua base, accoppiata tramite R_5 al collettore di T_3, è a tensione inferiore a quella dell'emettitore.

Appena la capacità C_1 comincia a caricarsi, grazie alla corrente che fluisce in T_1, la tensione in A diminuisce, e come essa si avvicina alla tensione di base, T_2 entra in conduzione e permette a C_1 di scaricarsi attraverso R_9.

La tensione di collettore di T_2 diminuisce, e questo fronte negativo viene accoppiato attraverso C_4, alla base di T_3, il quale viene interdetto in modo che la tensione del suo collettore aumenta rapidamente. Questo aumento di tensione è riportato alla base di T_2, il quale conduce ancora di più permettendo a C_1 di scaricarsi più rapidamente. La base di T_4 è collegata anch'essa al punto A. L'uscita viene presa sul potenziometro R_8 che è inserito nel circuito di emettitore di T_4. Durante la scarica rapida di C_1, la tensione V_{BE} di T_4 aumenta velocemente, quindi in uscita, dato che aumenta anche I_E, si ha una rapida salita. Invece quando C_1 si carica, V_{BE} diminuisce lentamente ed anche l'uscita diminuisce lentamente (T_4 è un « emitter follower »).

Tabella 1

Posizione di S_1	1 kHz	10 kHz	20 kHz
Banda di frequenza (in kHz) ottenibile variando R_2	0,2 - 1,56	1,82 - 12,5	4 - 25
Livello di uscita ottenibile variando R_8	5 mV - 3 V	8 mV - 3,8 V	8 mV - 4,4 V

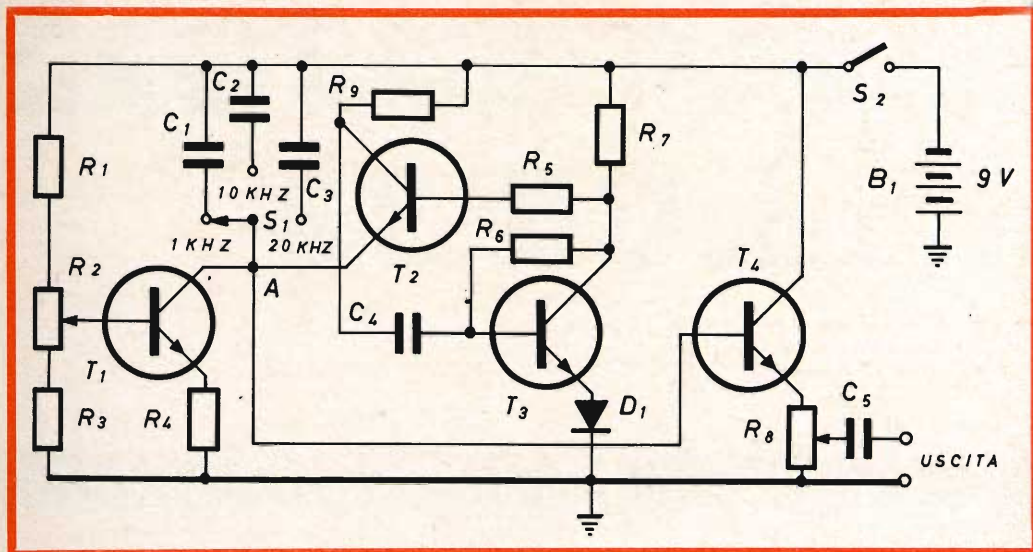



Fig. 4 - Schema del generatore di segnali a denti di sega descritto nell'articolo.

Il potenziometro R_2 controlla la resistenza collettore-emettitore di T_1 e quindi il tempo di carica di C_1 (cioè la frequenza di lavoro); T_1 si comporta come un generatore di corrente costante. Le variazioni di frequenza ottenibili con R_2 sono mostrate nella **tabella 1.**

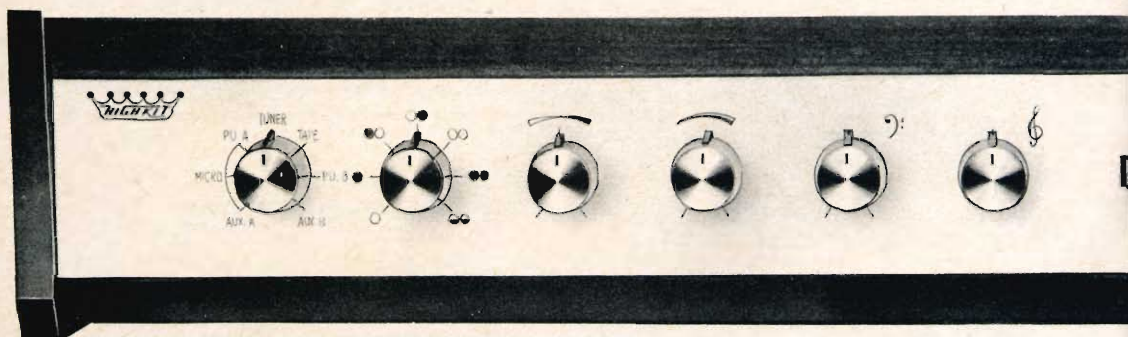
Naturalmente si possono progettare altri circuiti analoghi con diversi valori delle capacità di carica e anche con transistori PNP.

I transistori usati in questo caso sono degli NPN tipo 2N1090, sono adatti per applicazioni impulsive ed hanno un « beta » minimo di 30.

COMPONENTI

R_1 = 56 kΩ, 1/4 W, 5%
R_2 = potenziometro 100 kΩ
R_3 = R_4 = R_5 = 10 kΩ, 1/4 W, 5%
R_6 = 200 kΩ, 1/4 W, 5%
R_7 = 2,7 kΩ, 1/4 W, 5%
R_8 = potenziometro 10 kΩ
R_9 = 150 Ω, 1/4 W, 5%

C_1 = 0,1 μF, 35 V, tantalio
C_2 = 0,01 μF, 150 V, mica
C_3 = 4700 pF, 150 V, mica
C_4 = 1 μF, 35 V, tantalio
C_5 = 100 μF, 35 V, tantalio
D_1 = 1N91
S_1 = commutatore a tre posizioni

AMPLIFICATORE mod. UB 32

L'amplificatore stereofonico HIGH-KIT ad Alta Fedeltà Mod. UB 32 è il meglio in fatto di circuiti a transistori e circuiti stampati. Esso si avvale di una costruzione meccanica razionale e compatta che gli conferisce un'estetica sobria ed elegante.

L'estetica s'armonizza con il sintonizzatore AM-FM HIGH-KIT Mod. UL 44. I due apparecchi si integrano perfettamente anche dal punto di vista circuitale, consentendo un ascolto piacevole, senza interferenze, dei programmi radiodiffusi in F M.

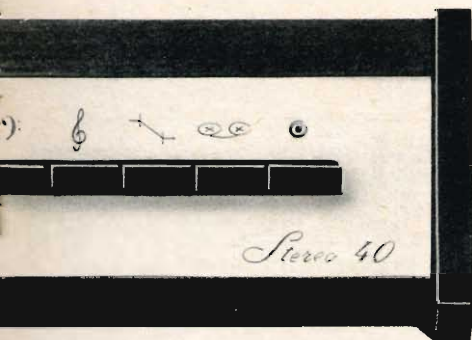
Per il moderno criterio di progettazione seguito e l'accurata selezione dei materiali e semiconduttori impiegati, l'amplificatore UB 32 rappresenta quanto di meglio possa offrire il mercato internazionale, pur con un prezzo altamente competitivo.

Dimensioni veramente ultracompatte, mobile di linea moderna in palissandro, telaio in lamiera di acciaio ossidata in profondità, griglia protettiva con doppia verniciatura a forno, pannello frontale in alluminio ossidato e pantogratato a mano in profondità.

I comandi funzionali e accessibili sono stati ridotti al minimo essenziale.

Per la grande purezza estetica, l'amplificatore UB 32 si ambienta bene tanto in arredamenti di tipo svedese oppure in stile.

L'uso esclusivo di semiconduttori consegue differenti finalità: sicurezza illimitata di impiego grazie all'adeguato sovradimensionamento di tutti i semicontuttori e componenti, « drift » e irradiazione termica nulla, nessun rumore di fondo durante l'ascolto, ottima risposta ai transistori, un ascolto sempre piacevole e limpido.

STEREO 40 W

Questo amplificatore si presenta senz'altro come uno dei più avanzati nell'impiego dei transistori, sia per le caratteristiche puramente tecniche che ne garantiscono l'elevata qualità, sia per la quantità dei collegamenti di ingresso e di uscita che prevedono tutte le combinazioni possibili con altri componenti. Per l'ascolto, poi, oltre ai normali comandi, vi sono anche i filtri « rumble » e « scratch » e la regolazione fisiologica di volume che permettono di regolare a piacere il suono. Nell'articolo vengono esaminati in dettaglio tutti questi particolari.

Il binomio distorsione (classe 1%) - prezzo è tale da far preferire questo apparecchio a qualsiasi altro anche per un profano di elettronica.

La potenza sovrabbondante e indistorta consente la realizzazione di impianti di ascolto per le più severe esigenze.

Tra le particolarità di rilievo occorre notare:

— Regolazione fisiologica di volume.

— Selettore di ingresso a 7 posizioni per segnali mono e stereo, di basso e alto livello, di bassa ed alta impedenza.

— Toni alti e bassi separati con ottimi valori di preenfasi e deenfasi.

— Posizioni di zero centrali per risposta lineare.

— Alimentazione da rete universale. La tensione di alimentazione del circuito è di 40 V stabilizzati.

— Interruttore generale, spia ottica e fusibile rapidi di uscita sugli altoparlanti.

Per la sua versatilità di impiego l'amplificatore è collegato a sintonizzatori e diffusori di qualsiasi tipo. Allo scopo di non peggiorare le brillanti prestazioni dell'amplificatore, se ne consiglia l'impiego in unione ad altri apparecchi di qualità. Ciò va detto in particolare per il giradischi che potrà preferibilmente essere dotato di testina a riluttanza.

I collegamenti di ingresso dovranno essere di breve lunghezza e realizzati con cavi schermati a basse perdite, possibilmente separati per i 2 ingressi stereo allo scopo di ridurre la diafonia tra i canali.

I diffusori, del tipo a baffle infinito o base reflex potranno montare anche più altoparlanti a condizione che non impieghino crossover induttivi che potrebbero creare risonanze interagendo con le costanti di tempo dello stadio d'uscita a transistori.

L'impedenza dell'altoparlante è di 8 Ω.

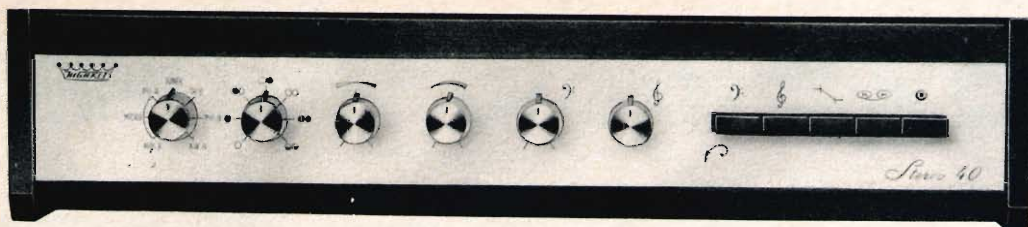



Fig. 1 - Vista anteriore dell'amplificatore UB 32.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

— Potenza di uscita in W:
W 30 + 30 di picco
W 20 + 20 musicali
W 15 + 15 efficaci

— Distorsione armonica:
30 ÷ 15.000 Hz 0,9%
20 Hz 1,5%

— Distorsione di intermodulazione:
1,5% per uscita 40 W

— Risposta in frequenza (con toni in posizione lineare)
± 1 dB da 30 a 20.000 Hz

— Rapporto segnale/disturbo:
70 dB per uscita 40 W

— Separazione Stereo: 35 dB

COMANDI:

Guadagno
Bilanciamento
Bassi (± 15 dB a 50 Hz)
Alti (± 15 dB a 10 kHz)
Commutatore MODI (7 posizioni)
Rumble: — 20 dB a 10 Hz
Scratch: — 20 dB a 10 kHz

Loudness:

— 6 dB a 100 Hz

— 12 dB a 15 kHz

Monitore Registratore: controllo della registrazione
Interruttore Acceso/Spento

— Ingressi: sensibilità e impedenze
Ingresso ausiliario A: 3 mV 47 kΩ
Microfono magnetico: 3 mV 47 kΩ
Pick-up magnetico: 3 mV 47 kΩ
Sintonizzatore 2 ingressi:
50 mV 0,5 MΩ
150 mV 1 MΩ
Registratore magnetico: 500 mV 1 MΩ
Pick-up piezoelettrico: 150 mV 1 MΩ
Ingresso ausiliario B: 150 mV 1 MΩ

— Uscite:
Altoparlante = 8 Ω
Registratore magnetico = 18 kΩ
Livello = 20 mV

— Semiconduttori = 29:
19 Transistori ad alto guadagno
5 Transistori di potenza
1 Diodo Zener
4 Diodi al Silicio

— Alimentazione:
110÷220 V c.a. - 50/60 Hz - 72 V.A.
Tensione CC Stabilizzata: 40 V
Fusibile canali: 1 A

— Dimensioni: altezza 86 mm;
larghezza 445 mm;
profondità 340 mm

— Peso: 6,8 kg

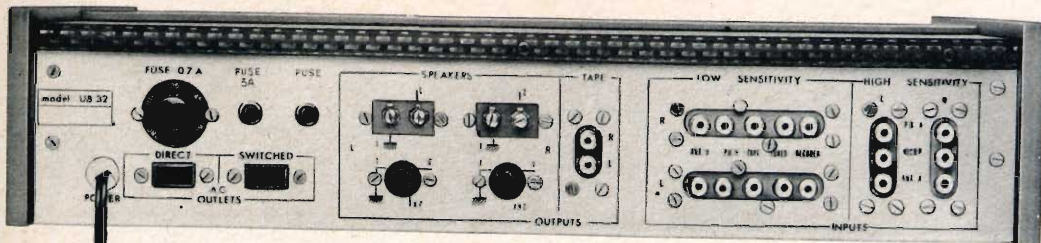



Fig. 2 - Vista posteriore dell'amplificatore UB 32.

COMANDI

Sul pannello frontale sono disposte 6 manopole e una tastiera a 5 posizioni. A sinistra troviamo il selettore di ingresso a 7 posizioni contrassegnate da diciture e aventi le seguenti funzioni (in senso orario):

AUX. A (ausiliario) 3 mV/47 kΩ

MICRO (microfono magnetico) 3 mV/47 kΩ

PU. A (pick-up a riluttanza) 3 mV/47 kΩ

TUNER (sintonizzatore) 50 mV/0,5 MΩ opp. 150 mV/1 MΩ

TAPE (registratore) 500 mV/1 MΩ

PU. B (pick-up piezoelettrico) 150 mV/1MΩ

AUX. B (ausiliario) 150 mV/1 MΩ

In seconda posizione, da sinistra, troviamo il selettore di impiego (MODE) a 7 posizioni contrassegnate da simboli, secondo l'uso americano e aventi le seguenti funzioni (in senso orario):

○ Solo canale L (sinistro).

● Solo canale R (destro).

●○ Stereo.

○● Stereo Reverse.

○○ Mono 1 (per riproduzione bicanale di sorgenti mono).

●● Mono 2 (per riproduzione bicanale di sorgenti mono).

○○ Mono 1+2 (per riproduzione monoaurale di sorgenti stereo).

In terza posizione troviamo il comando di bilanciamento stereo (BALANCE) e in quarta posizione il comando di guadagno (GAIN).

In quinta e sesta posizione si trovano i comandi separati di tono: alti (TREBLE) e bassi (BASS) che consentono la massima deenfasi se ruotati al fondo corsa antiorario, la massima preenfasi se ruotati al fondo corsa orario oppure una risposta lineare se lasciati entrambi a metà corsa. L'escursione dinamica consentita dai comandi di tono è, come abbiamo detto in precedenza, di ± 15 dB a 50 Hz e 10 kHz.

La regolazione di tono è simultanea per i due canali stereo.

Sulla destra del pannello troviamo la tastiera a 5 posizioni contrassegnate da simboli, secondo l'uso americano, che svolgono diverse funzioni.

Da destra a sinistra: Interruttore acceso/spento (ON/OFF) e spia (LAMP); tasto per la registrazione magnetica; tasto per la regolazione fisiologica del volume (LOUDNESS), tasto inserzione filtro SCRATCH (— 20 dB a 10 kHz), tasto inserzione filtro RUMBLE (— 20 dB a 10 Hz).

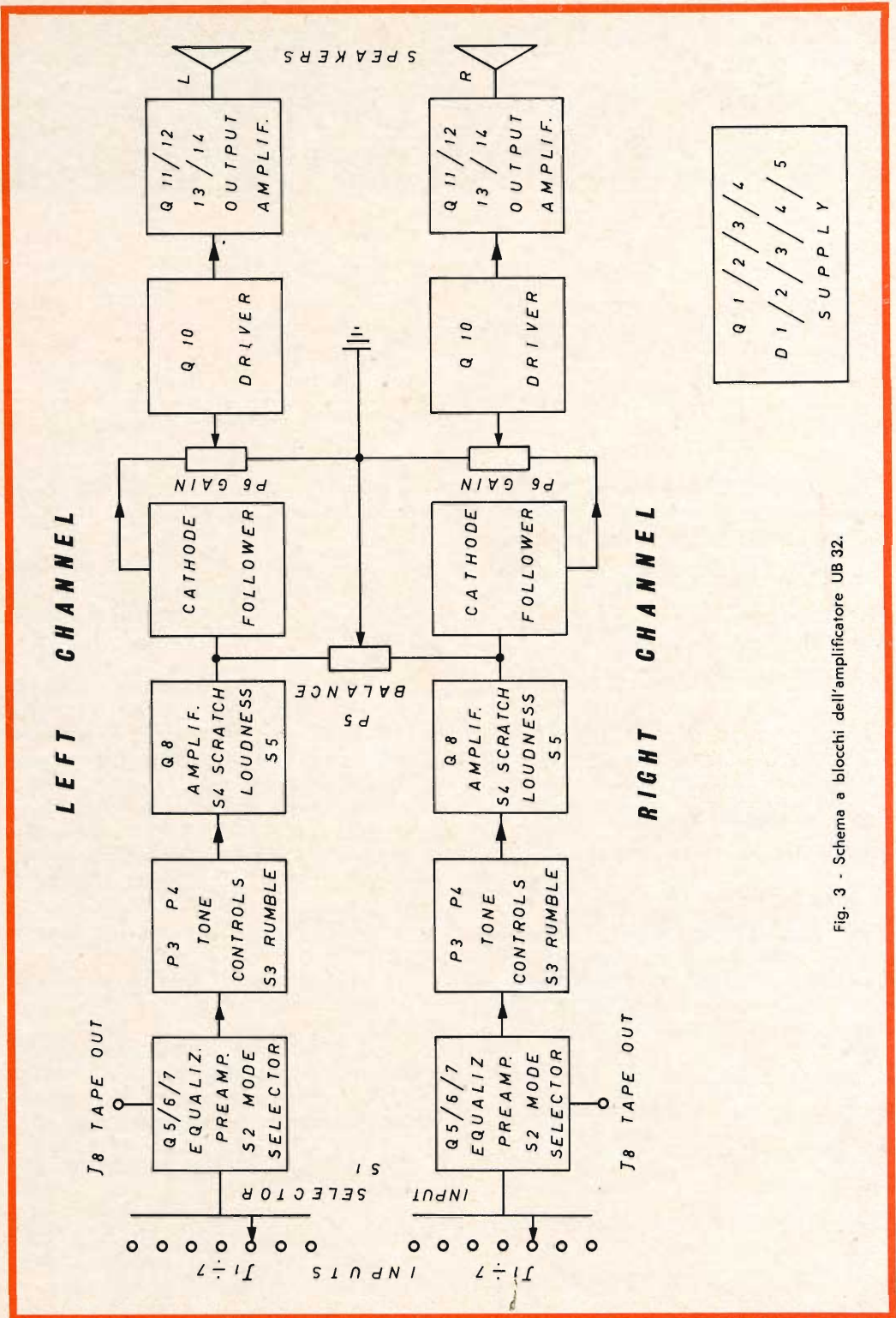
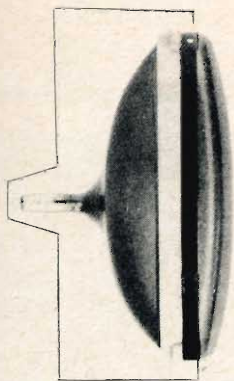
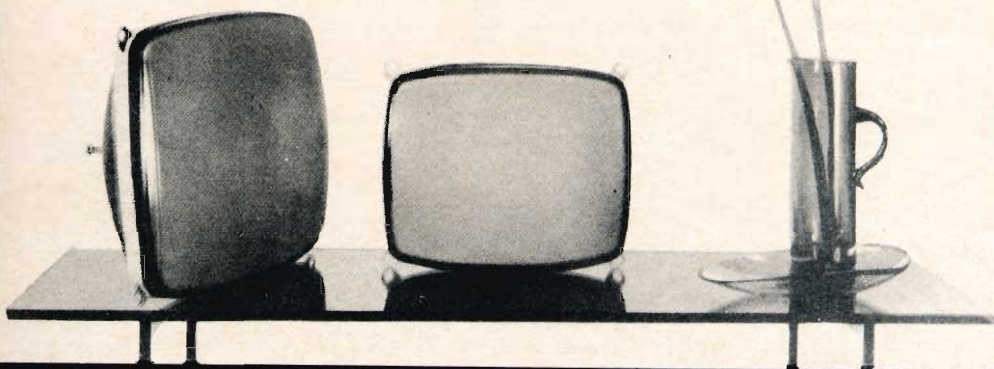



Fig. 3 - Schema a blocchi dell'amplificatore UB 32.

IL CIRCUITO ELETTRICO

La fig. 3 illustra lo schema a blocchi dell'amplificatore e, nella tavola fuori testo è riprodotto lo schema elettrico e l'elenco componenti.

Nel circuito di ingresso troviamo il selettore a 7 posiz. S1a S1b S1 per segnali a basso livello e impedenza, oppure ad alto livello e impedenza.

Il primo transistore Q5 del preamplificatore che provvede alla equalizzazione RIAA del pick-up a riluttanza (rete R 27, C 9, C 10, C 11).

Dopo il transistore equalizzatore troviamo la presa di uscita per il registratore, col tasto di inserzione S6 a 7 posiz. delle funzioni (MODE) e i controlli di tono separati per la preenfasi o la deenfasi dei bassi e degli alti (± 15 dB a 50 Hz e 10 kHz) (il cui circuito è illustrato in figura 4). Quindi abbiamo il filtro RUMBLE, segue un transistore di preamplificazione Q8 a valle del quale si trova il filtro SCRATCH, il tasto per la regolazione fisiologica del volume (LOUDNESS) e il potenziometro del bilanciamento del guadagno dei due canali (Balance).

Sul pannello a circuiti stampati dell'amplificatore di potenza troviamo il traslatore catodico Q9, il potenziometro del guadagno (GAIN) P6, il transistore pilota Q10, e lo stadio finale di uscita con quattro transistori in montaggio a simmetria complementare Q11/12/13/14.

Questi transistori sono sovradimensionati in modo che se il circuito di uscita (altoparlante) dovesse interrompersi o andare in corto circuito, il fusibile rapido di protezione da 1 Amp. (F 2), riesce a intervenire utilmente a protezione dello stadio.

Fig. 4 - Circuito di regolazione dei toni alti e bassi.

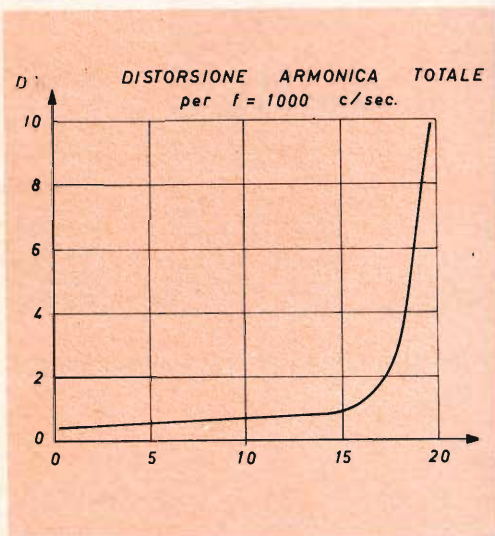



Fig. 5 - Distorsione dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita.

L'alimentatore usa 4 diodi al silicio in circuito a ponte (D1/2/3/4), 4 transistori regolatori (Q1/2/3/4) e un diodo Zener di riferimento D5.

L'alimentatore fornisce una tensione di uscita di 40 V accuratamente stabilizzati e filtrati. Sul primario del trasformatore di rete è disposto un fusibile da 0,7 A. Il consumo dell'amplificatore è di 72 VA. I grafici delle figg. 5-6-7 illustrano le più importanti prestazioni dinamiche dell'amplificatore.

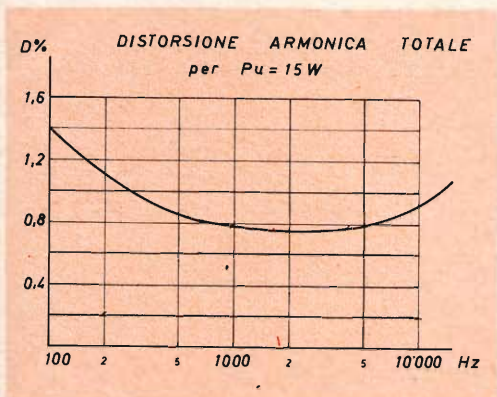



Fig. 6 - Distorsione armonica a 15 W di uscita.

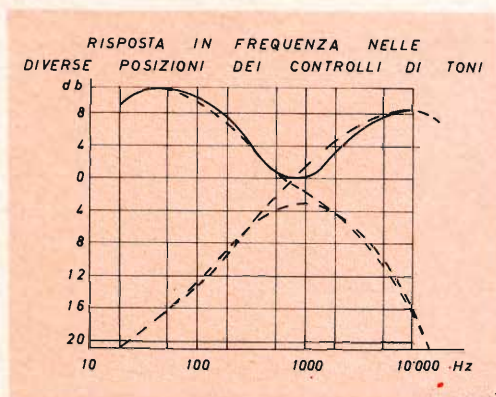
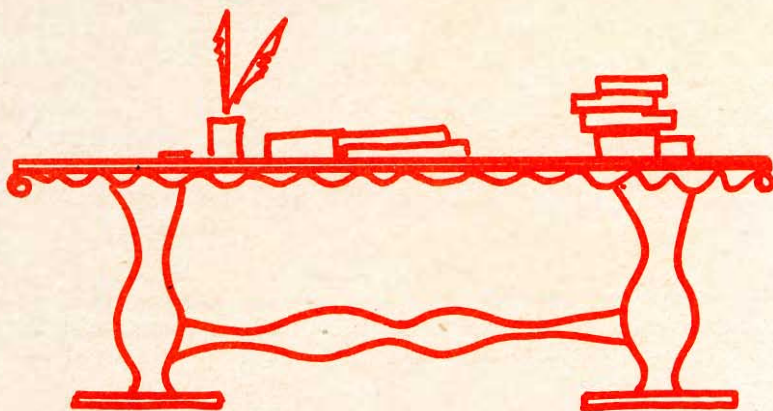



Fig. 7 - Curve di preenfasi e deenfasi dell'amplificatore UB 32.

In una memoria recentemente pubblicata dal comitato delle industrie spaziali della Gran Bretagna, viene lamentata la mancanza di un chiaro impegno nazionale nel campo delle attività spaziali.
Il comitato considera che diversi aspetti della tecnologia del settore (difesa, navigazione, meteorologia, comunicazioni, ricerche astrofisiche) siano di interesse vitale per l'economia britannica. Di particolare attualità è la raccomandazione di usare satelliti per le trasmissioni televisive. In base ai recenti miglioramenti nelle batterie solari di alimentazione e negli amplificatori miniaturizzati, è stato calcolato che con un satellite di medie dimensioni sarebbe già ora possibile trasmettere programmi televisivi di potenza utile per essere ricevuti direttamente dai singoli utenti. Ricordiamo che attualmente le trasmissioni via satellite, da un continente all'altro, implicano la presenza a terra di speciali apparecchiature ricetrasmittenti, e vengono diffuse nelle singole nazioni solo tramite la normale rete di stazioni televisive.
Si calcola che, per servire il 99% del territorio della Gran Bretagna con quattro programmi televisivi, siano necessarie 64 stazioni trasmittenti maggiori, 250 stazioni minori e 1000 ripetitrici secondarie; il tutto costerebbe circa 120 milioni di sterline contro solo 50 milioni di sterline necessarie per la costruzione e la messa in orbita di un satellite del tipo suaccennato..

La scrivania dello zio

RELAY, RELAIS, RELÉ

Sono venuti da me tre scommettitori: il primo sosteneva che si scrive relay, il secondo relais, il terzo relé.
Ciascuno dei tre si è rimesso in tasca i soldi della scommessa perché tutti e tre avevano ragione. Relay è la forma inglese, relais francese, e relé è l'adattamento delle prime due all'italiano.
Ma nessuno dei tre sapeva che se relé in italiano può essere considerato un neologismo della tecnica, relay e relais sono parole tutt'altro che nuove.
Al tempo delle diligenze, relay e relais volevano dire « cambio dei cavalli ». In italiano si traduceva « posta ».
Mancando, nell'italiano moderno, un termine adatto — dovremmo dire « soccorritore » o « collegamento » — si è tagliato corto forgiando relé, accettato ormai da tutti i dizionari.

AMPLIFICATORE - SINTONIZZATORE TRANSISTORIZZATO

Nel momento di andare in macchina siamo informati che la ELAC-MIRAPHON ha iniziato la produzione di un amplificatore-sintonizzatore HI-FI interamente a transistor, dalle prestazioni eccezionali. Si parla di una potenza musicale di 35 + 35 watt.
Non avendo spazio per dare dati esaurienti, invitiamo gli interessati a rivolgersi alle Sedi G.B.C. per tutti gli schiarimenti del caso.

LONGEVITÀ DELLE BARZELLETTE

Quante volte, ascoltando una barzelletta, avete esclamato: — L'ho già sentita, ma era un po' diversa.
Passando da un narratore all'altro le barzellette subiscono vari mutamenti, secondo il gusto e la fantasia di ognuno; così sfidano il tempo e vivono lunghi anni, cambiando i particolari ma conservando lo schema invariato.

Una delle ultime raccontate alla TV da un celebre comico è quella del pazzo che crede di essere un chicco di granoturco. Va in manicomio, guarisce e viene dimesso. Appena varcata la soglia, torna sui suoi passi e dice al direttore: — Io so, ormai, di essere un uomo, non più un chicco di granoturco. Ma le galline sono state informate?
Ebbene, questa barzelletta compirà il mese venturo la venerabile età di 351 anni. Ne troverete la matrice — mutatis mutandis — nel terzo capitolo della seconda parte del Don Chisciotte. La seconda parte dell'immortale romanzo del Cervantes è uscita, come si legge nella storia della letteratura spagnola, nel dicembre 1615.

CONDENSATORI AL TANTALIO

Strabiliante novità nel campo dei condensatori. I tipi al tantalio non sono più limitati alle applicazioni professionali, ma sono entrati, per competitività di prezzo, nell'ambito commerciale. Sostituiscono gli elettrolitici a bassa tensione di isolamento.
La ITT Standard ne ha iniziato la distribuzione in Italia per mezzo della G.B.C. Si tratta di condensatori dalle dimensioni estremamente ridotte.

ABBONAMENTI

Permettetemi di raccomandarVi di versare l'abbonamento per il 1967 entro il 31 dicembre di quest'anno.
L'importo è di L. 3.900 ma il regalo che riceverete ne vale 2.500. Si tratta di una guida per il riparatore TV, estratto dagli schemari 1960-1966 delle maggiori case italiane fabbricanti di televisori. Non esiste una pubblicazione uguale in tutta l'Italia.

ANCORA RINGRAZIAMENTI

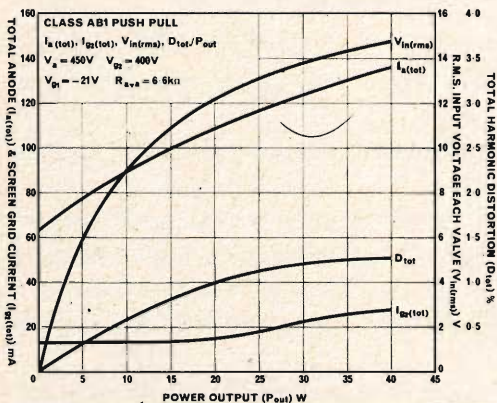
A tutti coloro che mi hanno scritto, compreso il mittente dell'unica lettera anonima — o meglio, firmata semplicemente « tuo nipote » — di cui non ho capito lo scopo.
Mi avesse coperto di insulti, non dico che l'anonimato sarebbe stato lecito perché non lo è mai, ma quasi quasi comprensibile.
Di critiche ne ho ricevute alcune, assieme alle felicitazioni, da persone leali e corrette che non hanno esitato un istante, pur criticandomi in forma cortese, a mettere tanto di firma e di indirizzo, ed alle quali va tutta la mia ammirazione.
Ma l'unico anonimo mi chiedeva semplicemente degli schiarimenti sullo schema del preamplificatore pubblicato a pagina 1311.
Caro anonimo, hai forse creduto opportuno di nasconderti perché ho raccomandato di non sottopormi quesiti tecnici? Francamente, non riesco a capire il meccanismo della tua interpretazione.
Riscrivimi, con l'indirizzo completo, e ti farò rispondere da chi può darti gli schiarimenti che desideri.
Arrivederci al prossimo numero — *zio RUBEN*

Electronic Equipment News May 1966 10 x 7
Electronic Engineering March 10 x 7

40W-Audio

push pull operation

B 9D (magnoval) Base

Un nuovo pentodo audio ad alta sensibilità ad elevata potenza di uscita e bassa distorsione

Il nuovo pentodo di potenza BRIMAR EL 506 ha uno zoccolo magnoval studiato per amplificatori audio.

Due valvole di questo tipo in controfase danno un'uscita di 40 W con le seguenti caratteristiche:

1. Distorsione senza controreazione e con polarizzazione fissa dell'1,25%.
2. Corrente di filamento richiesta da ciascun pentodo = 0,8 A.
3. 30 Veff di eccitazione, grazie all'elevata sensibilità di potenza.

Queste caratteristiche interessano tutti i progetti di amplificatori HI-FI controreazionati ed i radioamatori per la costruzione di modulatori compatti con microfono a carbone.

TA3245

Per ulteriori dettagli tecnici, scrivere a:
Thorn-AEI Radio Valves & Tubes Limited
7 Soho Square, London W1. Tel: GERrard 5233

a cura di Piero Soati

Mentre la ricezione a bordo degli autoveicoli a motore spento non presenta difficoltà alcuna, qualora il veicolo sia in movimento risulta sensibilmente disturbata da parassiti la cui origine è da ricercare nell'impianto elettrico dell'autovettura. Tali disturbi, la cui eliminazione non è per nulla difficoltosa, sono provocati principalmente dal circuito di accensione che fa capo alla bobina, alle candele ed al distributore e sono facilmente riconoscibili **dato che la loro frequenza cresce con l'aumentare del numero dei giri del motore.** Ciò a differenza di altri simili disturbi che hanno origine da altra parte dell'impianto.

È noto che la bobina non è altro che un trasformatore elevatore di tensione il cui primario, alimentato a bassa tensione dalla batteria, si interrompe periodicamente cosicché, in relazione all'elevato rapporto di trasformazione, si ottiene al secondario un'alta tensione che viene inviata alle candele dei vari cilindri. È evidente che tanto le interruzioni del primario quanto le varie commutazioni eseguite dal distributore siano fra le cause principali che danno luogo a quelle perturbazioni elettriche che tanto effetto deleterio hanno sulla radioricezione e la cui eliminazione è possibile mediante l'inserimento, in adatti punti del circuito, di resistenze e di condensatori.

In linea di massima, come è possibile osservare nelle figure 1 e 2, all'entrata di ciascuna candela dovrà essere inserita una resistenza di tipo antiinduttivo, il cui valore sarà scelto in relazione al tipo di motore usato ed in modo da non alterarne il funzionamento. Generalmente si scelgono delle resistenze aventi un valore di 10.000 ohm.

Le case costruttrici hanno messo in circolazione delle resistenze a cappuccio, la cui forma è identica a quella adottata per le prese terminali di attacco alle candele (figura 3). Ciò consente di togliere le prese normali, staccandole dalla rispettiva candela, svitandole anche dalla copertura del conduttore che è usato per effettuare il collegamento con il distributore (la copertura di tale conduttore risulta filettata per azione della fiilettatura della presa mentre il contatto elettrico fra quest'ultima ed il conduttore è assicurato da un perno molto appuntito che penetra internamente al conduttore stesso) e sostituendo ad essa l'apposita resistenza.

Un'altra resistenza da 10.000 ohm dovrà essere collegata, come è chiaramente visibile in figura 3, in serie al conduttore che va al contatto rotante del distributore.

Tale resistenza, detta soppressore passante, si inserisce nel cavetto bobina-spin-

terogeno, spezzando quest'ultimo in prossimità del contatto ed accorciandolo per una lunghezza leggermente inferiore alla lunghezza della resistenza che dovrà essere innestata a forza fra i due spezzoni.

Il silenziamento sarà completato da un condensatore avente una capacità dell'ordine di 0,5 μF (max 2 μF) che verrà applicato fra il morsetto positivo della bobina e la massa.

I minuscoli archi che generalmente si formano fra il collettore e le spazzole della dinamo, danno origine a dei parassiti facilmente individuabili in relazione alla loro irregolarità di frequenza. Essi si eliminano ponendo un condensatore da 0,5 μF fra un morsetto della dinamo, prima del disgiuntore, e la massa.

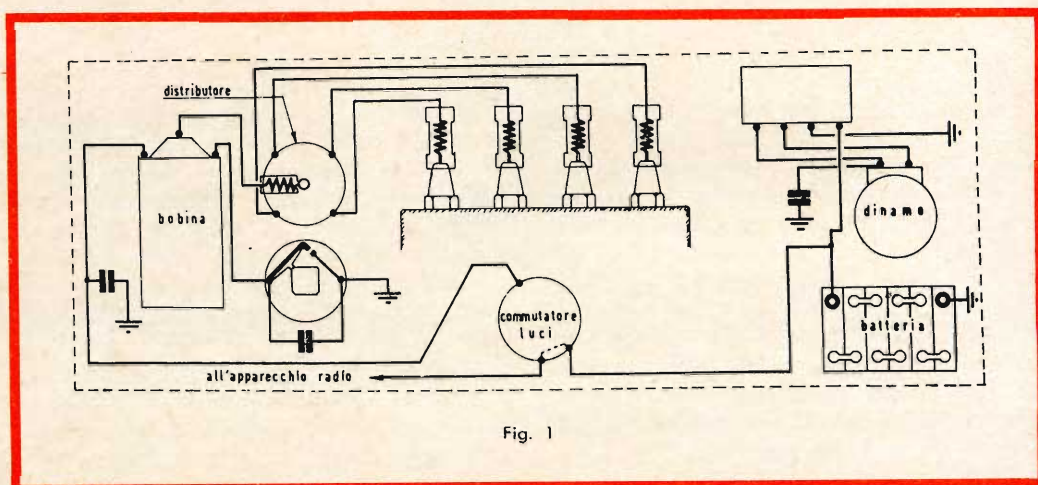
per ottenere una schermatura totale dei disturbi. In questo caso è indispensabile ricorrere ad un maggior numero di soppressori i quali dovranno essere collocati nel seguente modo:

a) quattro soppressori a passante, costituiti da resistenze aventi un valore di 5.000 ohm, dovranno essere inseriti nei cavetti che vanno dallo spinterogeno alle candele, il più vicino possibile alla calotta;

b) un condensatore a carta avente la capacità di 0,5 μF sarà collegato fra il morsetto positivo della batteria e la massa. Un condensatore a carta avente la stessa capacità del precedente sarà collegato tra il morsetto dinamo del regolatore di tensione e la massa.

L'aggiunta di tali soppressori è sempre

Fig. 1

consigliata qualora nella vettura debba essere installato un radioricevitore per modulazione di frequenza, tenendo presente che in qualche caso può essere utile montare sul distributore una spazzola schermata.

I condensatori usati per la soppressione dei disturbi sono di costruzione speciale. La loro armatura esterna, di tipo metallico, dovrà essere fissata ad un altro punto metallico della vettura dopo un'accurata pulizia effettuata con tela smeriglio. L'inserzione dei soppressori e dei condensatori sarà eseguita il più vicino possibile ai punti indicati in figura, inoltre si dovrà avere l'accorgimento di non collocare i condensatori a contatto di parti del motore che per la loro funzione siano soggette a riscaldamento.

Talvolta il dispositivo di silenziamento di cui sopra può dimostrarsi insufficiente

Nell'effettuare un impianto di schermatura dei parassiti di un motore per auto è indispensabile ricordare che l'errata inserzione di un condensatore sul morsetto di eccitazione dinamo del regolatore di tensione, compromette senz'altro il funzionamento di quest'ultimo.

Naturalmente qualora si debba procedere al silenziamento di vetture il cui mo-

tore sia del tipo a 6 o 8 cilindri, il numero dei soppressori per le candele (ed eventualmente quelli dei cavetti spinterogeno-candele) dovrà essere portato a 6 o 8.

Impianto di autoradio già silenziato ma insufficiente allo scopo

La schermatura alla quale abbiamo accennato più sopra, specialmente nel caso in cui si sia provveduto ad applicare il filtraggio supplementare, generalmente consente di ottenere dei risultati pienamente soddisfacenti. In qualche caso però può accadere che essa non sia sufficiente a provocare la scomparsa totale dei parassiti. Ciò si nota per quegli impianti che sono in funzione da parecchio tempo su vetture aventi molti anni di attività.

3) controllare che le viti relative a tutti i componenti dell'impianto elettrico, compresi naturalmente quelli di filtraggio, siano ben serrate e che i fusibili facciano dei contatti ben sicuri con la loro sede.

4) verificare accuratamente tutti i contatti, di qualsiasi tipo essi siano, dell'impianto elettrico. Un contatto apparentemente perfetto, per effetto di un processo di ossidazione non facilmente visibile, può essere la causa di parassiti la cui individuazione sovente è tutt'altro che facile.

5) nelle vetture aventi una certa anzianità di servizio controllare lo stato dei conduttori. Una deficienza dell'isolante può dare origine a delle perdite verso massa con effetti di scintillio e relativi parassiti.

6) controllare che i morsetti della batteria siano ben serrati. Eventualmente pu-

Fig. 2

lirli accuratamente e ricoprirli con grasso adatto.

7) assicurarsi che il cofano costituisca uno schermo efficiente nei confronti dell'antenna e che non risulti isolato dal resto della carrozzeria.

In tal caso è opportuno procedere a stabilire la continuità elettrica con il resto della carrozzeria mediante l'impiego di piattina o di uno spezzone di cordoncino di rame molto resistente.

8) controllare con l'ohmetro che tutti i punti della carrozzeria siano a contatto elettrico fra di loro ed in caso contrario provvedere alla loro continuità elettrica mediante della trecciola di rame fissata tra

Di fronte ad una tale evenienza è indispensabile procedere ad un accurato controllo dell'impianto elettrico attenendosi alla seguente prassi:

1) controllare che tutti gli organi di silenziamento siano efficienti e che la loro inserzione nel circuito sia stata fatta in modo ortodosso. Non è raro il caso che un meccanico nell'eseguire una riparazione ne abbia modificato la posizione originale.

2) accertarsi che tutte le prese di massa siano efficienti e che il contatto col silenziatore sia perfetto. È sempre meglio procedere alla pulitura con tela smeriglio delle superfici metalliche a contatto fra loro.

i due punti più vicini delle parti che non sono in contatto.

9) la messa a massa del radiatore, del blocco motore e del cofano, qualora non risulti efficiente, è sempre consigliabile.

10) come abbiamo già precisato in quei casi in cui il silenziamento dei parassiti si presenti difficoltoso è indispensabile montare sul distributore una spazzola schermata.

11) talvolta la presenza di cavi elettrici

Fig. 4

di comando dei vari organi del motore o della trasmissione, può rendere necessaria la loro messa a massa.

Ciò si effettua saldando o serrando su di essi una trecciola di rame avente un diametro piuttosto elevato, collegandola con la massa più vicina.

Disturbi di origine elettrostatica o di altra natura

Un tipico disturbo, che generalmente si manifesta sotto forma di debole fruscio o di scariche irregolari, è dovuto ai pneumatici i quali, in condizioni di terreno particolarmente secco, acquistano per strofinio, una certa carica elettrostatica alla quale, non appena se ne presenta la possibilità, e cioè in presenza di terreno maggiormente conduttore, fa seguito una scarica.

Per questo genere di disturbo, la cui azione sulla radioricezione è del tutto trascurabile, come per quei disturbi che si riscontrano attraversando o procedendo parallelamente alle linee ad alta tensione, non può essere preso alcun particolare provvedimento.

Note sui guasti relativi agli apparecchi autoradio a vibratore

Per quanto gli apparecchio autoradio a vibratore vadano gradatamente scomparendo dall'uso comune, essendo tale organo sostituito dai transistori (anche negli apparecchi nei quali si fa uso di valvole), non pochi ricevitori di questo genere sono installati tuttora su molte autovetture e so-

TRANSISTOR NPN AL SILICIO

PLANARI EPITASSIALI PHILIPS

PER L'IMPIEGO IN BF

BC 107

BASSA CORRENTE DI DISPERSIONE
($I_{CBO} \approx$ 1 nA a 25 °C)

BC 108

ELEVATA AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE
anche nel caso di bassi valori di corrente di collettore

BC 109

CIFRA DI RUMORE MOLTO BASSA
bassa tensione di saturazione del collettore dovuta alla tecnica epitassiale

Impieghi: BC 107 e BC 108 negli stadi preamplificatori e pilota, BC 109 particolarmente indicato per l'impiego negli stadi preamplificatori a basso rumore.

Dati tecnici

			BC 107	BC 108	BC 109
	V_{CEO}	=	max. 45	20	20 V
	I_C	=	max. 100	100	100 mA
Tensione di saturazione del collettore I_C = 10 mA, I_B = 1 mA:	V_{CEsat}	=	100	100	100 mV
Amplificazione di corrente (segnali deboli) V_{CE} = 5 V, I_C = 2 mA, f = 1 kHz:	h_{fe}	=	125...500	125...500	240...900
Frequenza di trensizione V_{CE} = 5 V, I_C = 10 mA:	f_T	=	250	250	300 MHz
Cifra di rumore V_{CE} = 5 V, I_C = 0,2 mA, R_S = 2 kΩ, f = 1 kHz, B = 200 Hz:	F	≦			dB
Cifra di rumore V_{CE} = 5 V, I_C = 0,2 mA, R_S = 2 kΩ, f = 30... 15.000 Hz:	F	≦			4 dB

PHILIPS S.p.A. - Milano

Reparto Elettronica
P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)

no in grado di fornire ottime prestazioni.

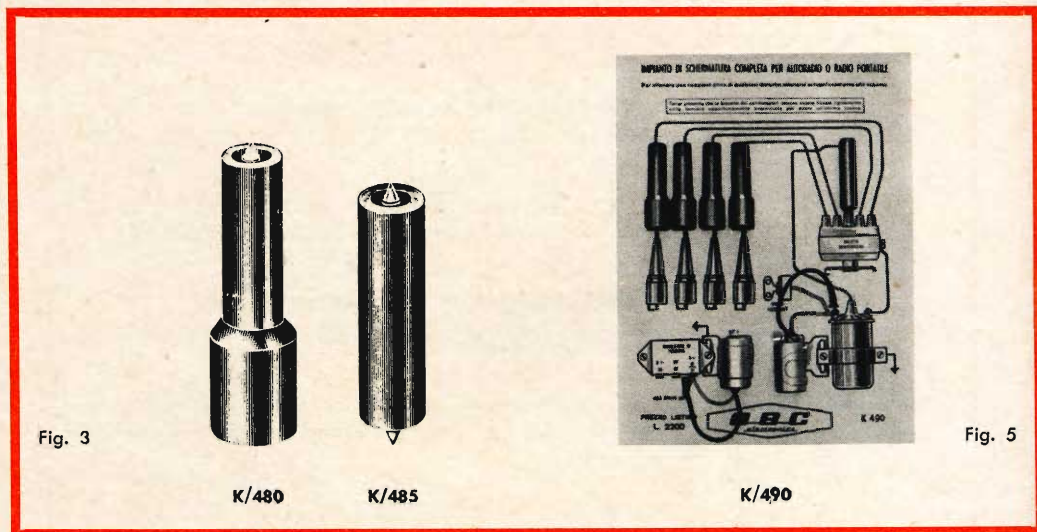
Naturalmente il tecnico può trovarsi nella necessità di dover controllare qualcuno di questi apparecchi, la cui riparazione del resto non presenta eccessive difficoltà, dato che per quanto riguarda il ricevitore si dovrà procedere in modo identico a quello usato per i radioricevitori normali.

Gli inconvenienti che talvolta sono causati dal vibratore sono anch'essi facilmente localizzabili ed in linea di massima possono essere riassunti come segue:

Più di frequente il guasto è da attribuire al circuito di alimentazione vero e proprio, ed in modo particolare alla sezione che funge da filtro della tensione raddrizzata.

È opportuno tenere presente che frequentemente il pessimo funzionamento del vibratore può dipendere da un difetto del condensatore che è posto in parallelo al secondario del trasformatore e che in tal caso deve essere sostituito con un altro avente **capacità perfettamente identica**.

Fig. 3 — K/480 K/485

Fig. 5 — K/490

a) **Il vibratore non funziona, o per lo meno tarda ad entrare in funzione.**

Generalmente, e qualora il vibratore non sia danneggiato in modo definitivo, l'inconveniente è da attribuire ad un contatto imperfetto il quale introduce nel circuito di alimentazione una caduta di tensione troppo elevata.

Sovente l'anomalia è dovuta a dei fenomeni di ossidazione dei contatti i quali devono essere puliti accuratamente.

b) **Nel vibratore si nota un certo ronzio, ma la tensione del ricevitore è irregolare.**

Il guasto può dipendere da ossidazione dei contatti attraverso i quali deve passare la corrente di alimentazione.

c) **All'altoparlante è presente un notevole ronzio.**

Se tale inconveniente si nota a motore spento ed in località prive di rumori esterni, la causa può dipendere da un cattivo silenziamento dello scintillio del vibratore.

Siccome è da ritenere che in precedenza il disturbo non fosse presente, è necessario controllare che i filtri, generalmente disposti nei cavetti che partono dall'alimentatore, siano in ordine.

In tal caso, dopo aver controllato il funzionamento del vibratore, il cui scintillio può essere anormale, occorre accertarsi che tutte le prese di massa del ricevitore, dell'alimentatore e dei cavetti di collegamento siano in ordine o che non si sia staccato dalla massa stessa qualcuno dei condensatori aventi funzione di filtro a radio frequenza.

d) **Il vibratore dà luogo a delle vibrazioni di natura meccanica.**

Tale guasto generalmente è dovuto all'allentamento di una parte meccanica facente parte del vibratore stesso o di un organo del ricevitore e non è difficile da localizzare.

È indispensabile tenere presente che la riparazione di un vibratore non è mai consigliabile neanche a quei tecnici che siano in possesso di apparecchiature adatte.

Infatti i radioricevitori che dispongono di un tale organo generalmente hanno molti anni di servizio, perciò tenuto conto che un vibratore anche se realizzato nel migliore dei modi, ha dei limiti di durata ben definiti, in caso di irregolarità del suo funzionamento, la sostituzione è sempre consigliabile.

Brevi note sulla riparazione degli apparecchi a transistor (fig. 4)

Riteniamo opportuno dare qualche cenno sulla riparazione degli apparecchi a transistori che ormai sono usati comunemente nelle installazioni per autovetture.

1) **Il ricevitore è completamente muto.**

a) controllare l'efficienza della batteria di alimentazione che sovente è scarica. **b**) qualora l'inconveniente si manifesti frequentemente, ma ad intervalli, controllare l'efficienza dell'interruttore. Successivamente orientare le ricerche verso: **c**) il trasformatore di uscita che può essere interrotto. **d**) condensatore di accoppiamento o resistenza interrotti. **e**) corto circuito del jack destinato all'inserimento della cuffia o di un eventuale altoparlante supplementare. **f**) condensatore di filtraggio o di altro genere in corto circuito. **g**) transistore difettoso.

2) **Il ricevitore è muto, ma all'altoparlante è udibile qualche rumore di fondo anche sotto forma di scariche debolissime, ronzio o crepitio.**

Se la tensione della batteria e quelle applicate ai vari elettrodi dei transistori sono normali effettuare il controllo mediante l'impiego di un signal tracer partendo dalla base del transistore di uscita. In mancanza di questo è sufficiente toccare con le dita la base stessa. Se non si sente alcun rumore quasi certamente il transistore o uno dei transistori di BF sono difettosi oppure è difettoso un componente di tale circuito. Se si sente rumore si viene ad avere la conferma che il circuito di BF funge regolarmente.

Avverandosi questa seconda ipotesi si passerà a toccare la base del secondo transistore di media frequenza e di eventuali altri sempre interessati a tale circuito. Qualora all'altoparlante non sia percettibile alcun segnale o rumore ciò significa che l'anomalia può attribuirsi alle seguenti cause: **a**) transistore difettoso **b**) interruzione dell'avvolgimento di collettore o di base di uno dei trasformatori di MF; **c**) a difetto di un condensatore di disaccoppiamento o di una resistenza.

Qualora all'altoparlante sia udibile il solito rumore anche dopo il controllo del primo stadio di MF, si passerà al controllo del transistore oscillatore convertitore: in genere, qualora il guasto risieda in tale circuito, esso è dovuto **a**) agli avvolgimenti del circuito oscillatore interrotti o difettosi; **b**) al transistore difettoso; **c**) a qualche componente interrotto od in corto circuito. In caso estremo il guasto può essere dovuto al circuito di aereo.

Anomalie relative allo stadio finale

Distorsione o riproduzione debole:

a) trasformatore difettoso, (frequente il corto circuito fra le spire del primario); **b)** transistore difettoso; **c)** condensatore interrotto o difettoso; **d)** resistenza con valore alterato; **e)** altoparlante non centrato o comunque difettoso.

Motor boating: **a**) resistenza di contro reazione interrotta o comunque di valore alterato; **b**) condensatore, compresi quelli di filtraggio, interrotti o difettosi.

Circuito di preamplificazione di bassa frequenza - Distorsione o riproduzione debole: **a**) transistore difettoso; **b**) condensatore difettoso, resistenza il cui valore si è alterato. **Motor boating:** **a**) condensatore di filtro difettoso oppure condensatore di accoppiamento o resistenza il cui valore si è alterato; **b**) transistore difettoso.

Circuitò rivelatore - Distorsione o segnali deboli: a) diodo difettoso (oppure transistore se la rivelazione è effettuata con tale elemento); b) condensatore difettoso con particolare attenzione al condensatore di filtraggio del CAS.

Circuito media frequenza - Distorsione: a) tensione del CAS troppo bassa, generalmente a causa di un difetto del condensatore di disaccoppiamento o di filtraggio del CAS stesso; b) transistore difettoso.

Motor boating: a) condensatore di disaccoppiamento interrotto o comunque difettoso, resistenza il cui valore originale è alterato; b) disallineamento dei circuiti di media frequenza.

Bassa sensibilità: a) allineamento imperfetto; b) transistore difettoso; c) tensione del CAS eccessiva; d) componenti, resistenze o condensatori difettosi.

Fischi: a) circuiti di media frequenza non allineati; b) componenti il circuito di media frequenza o transistore difettosi. **Rumori, crepitii o scariche:** a) saldatura relativa lo stadio di MF (o altro stadio) difettosa o fredda; b) resistenza o condensatore difettosi; c) transistore difettoso.

Interferenze non reali: a) allineamento imperfetto dei circuiti a media frequenza.

Circuito a radio frequenza - Segnali deboli: a) transistore difettoso; b) circuito dell'oscillatore starato; c) nucleo dell'antenna difettoso; d) bobina di antenna difettosa. **Taglio di una parte della gamma:** a) allineamento del circuito oscillatore imperfetto; b) transistore difettoso; c) condensatore difettoso.

PREAMPLIFICAZIONE DI ANTENNA PER FREQUENZE TV

1 Generazione di un campo elettrico

La propagazione nello spazio di un segnale radio o televisivo ha inizio all'antenna trasmittente la quale ha caratteristiche simili ad un circuito risonante. Quando dell'energia è fornita all'antenna da un generatore locale (radio trasmettitore) hanno luogo nell'antenna stessa delle oscillazioni risonanti con conseguente forte variazione del potenziale ciò che crea quello che si definisce un vettore elettrico nello spazio. Le stesse variazioni di potenziale producono in modo analogo un campo magnetico, come succede nell'intorno di un circuito oscillante in risonanza.

Abbiamo perciò una propagazione di energia nello spazio definibile come composta da un campo elettrico accoppiato ad un campo magnetico perpendicolari uno all'altro e misurabili con un vettore elettrico ed un vettore magnetico. L'intensità di questi campi cioè l'energia captabile decresce rapidamente allontanandosi dall'antenna trasmittente e la propagazione avviene secondo una sfera di cui aumenta il raggio allontanandosi dal centro geometrico, cioè dall'antenna trasmittente.

Con le alte frequenze (VHF e UHF) è relativamente facile modificare la propagazione e anziché sferica renderla notevolmente direzionale, cioè avere per esempio una direzione di propagazione privilegiata nella quale è concentrata una alta percentuale della potenza disponibile in trasmissione. Tale risultato è ottenibile con artifici costruttivi dell'antenna abbastanza semplici.

Naturalmente la propagazione non è istantanea, ma necessita di un tempo finito, seppure piccolo, per percorrere una certa distanza. La velocità di propagazione dipende dal mezzo in cui avviene la propagazione stessa. La velocità di propagazione di un'onda radio nello spazio è identica a quella della luce, cioè circa 300.000 km/s.

L'antenna ricevente capta solo una minima parte dell'energia emessa dal trasmettitore e questa poco energia, portata ai circuiti d'ingresso del ricevitore, funziona come il segnale pilota di un servo comando che modula una sorgente di energia locale per ottenere un risultato di potenza notevole, per esempio tale da azionare un altoparlante. Si pensi al circuito elementare di principio di un amplificatore: alla griglia di un triodo o di un pentodo in classe A viene applicato un segnale, cioè una tensione, praticamente senza potenza (la corrente di griglia è zero) e questa tensione

variabile sulla griglia pilota la corrente di placca dove, a spese dell'alimentazione (pile o rete c.a.) si preleva potenza per azionare l'altoparlante.

2 Polarizzazione

La direzione del vettore elettrico del campo dell'onda propagantesi determina ciò che si definisce « polarizzazione ». Se tale vettore è orizzontale, si dice che l'onda è polarizzata orizzontalmente, se il vettore è verticale l'onda è polarizzata verticalmente. Tale polarizzazione orizzontale o verticale dipende dal tipo e dalla orientazione dell'antenna trasmittente.

Un'onda polarizzata verticalmente ha minore attenuazione sulla superficie della terra, ma è più soggetta a raccogliere rumori parassiti e ad essere influenzata da altri fattori della superficie terrestre.

Pertanto la polarizzazione orizzontale (vettore elettrico parallelo alla superficie terrestre) per la sua maggiore affidabilità, è universalmente adottato nel servizio televisivo e FM. Anche l'antenna ricevente, orientata per polarizzazione orizzontale raccoglie in molto minor misura i disturbi locali, e ciò contribuisce notevolmente ad ottenere un migliore rapporto segnale/disturbo.

3 Modi di propagazione

La radiazione emessa da un'antenna può considerarsi suddivisa in tre principali modi di propagazione:

a) Onda ionosferica, cioè una parte della radiazione emessa si dirige verso l'alto fino alla ionosfera e qui viene in parte assorbita ed in parte riflessa.

L'entità della riflessione, verso la superficie terrestre, dipende da vari fattori quali la frequenza della radiazione, le condizioni degli strati inferiori della atmosfera, lo stato di ionizzazione dello strato ionosferico. Questo ultimo è poi variabile secondo la stagione e secondo le ore diurne o notturne, per cui la ricezione dell'onda ionosferica può essere possibile a distanze considerevoli dall'emittente, ma presenta poca affidabilità.

b) Onda diretta, cioè la propagazione in linea retta (linea ottica) tra emittente e ricevente.

c) Onda superficiale, costituita a sua volta da una onda che diremmo terrestre, cioè con propagazione lungo la superficie terrestre, che si attenua fortemente con la distanza, ed una onda riflessa dalla superficie terrestre con rendimento variabile secondo la natura della superficie riflettente, l'altezza dal suolo dell'antenna trasmittente ecc.

Nelle trasmissioni TV ed FM hanno significato preponderante solo l'onda diretta e l'onda riflessa dal suolo. Pertanto si cerca di costruire antenne il più possibile direzionali nel senso di emettere meno energia possibile verso l'alto, in quanto tale energia va considerata quasi tutta perduta, e concentrarla invece in un piano orizzontale in modo da estendere il più possibile, a parità di energia emessa, la zona con intensità di segnale sufficiente.

4 Livello di segnale all'antenna ricevente

Da quanto sopra esposto appare evidente che l'intensità di segnale alla ricezione, a parità di potenza emessa, dipende dall'intensità e dalla fase dell'onda diretta e dell'onda riflessa dal suolo, oltre che naturalmente dalla distanza dall'emittente e dall'eventuale interposizione di ostacoli materiali considerevoli. Se onda diretta e onda riflessa sono in fase, si ha in quel luogo aumento di segnale, se sono in controfase si ha riduzione di segnale che può essere anche notevole, se l'onda riflessa ha subito poca attenuazione nel suo percorso. Situazioni di fase o di controfase si possono avere per spostamenti anche piccoli dell'antenna ricevente, date le lunghezze d'onda molto brevi corrispondenti alle frequenze usate nelle usuali comunicazioni TV ed FM. L'onda riflessa dal suolo ha un comportamento vario a seconda della natura della superficie riflettente, acqua, terreno, ostacoli che assorbono più o meno energia e quindi ne rimandano, riflessa, in quantità diversa.

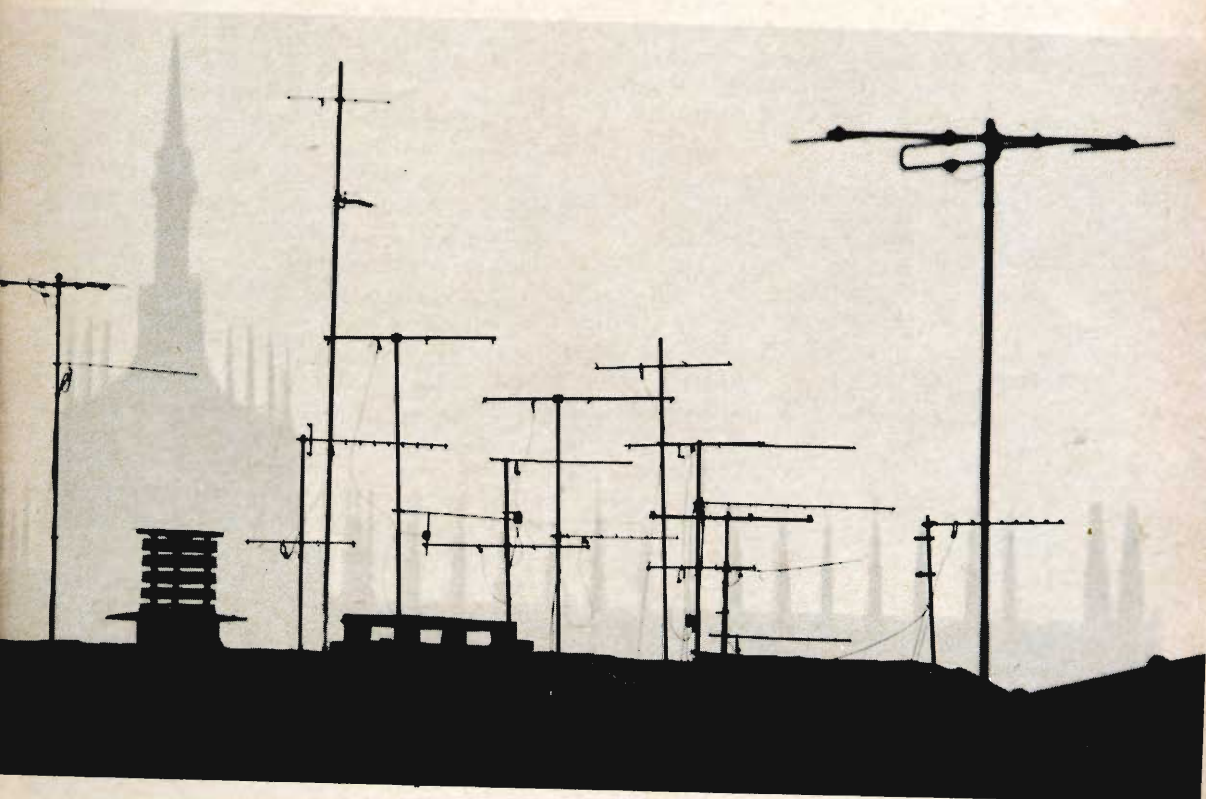
Oltre a questo assorbimento di energia nella riflessione, vi è anche il fenomeno della divergenza. Infatti, per motivi geometrici inerenti alla curvatura stessa della terra e soprattutto in conseguenza di osta-

coli a conformazione irregolare, l'energia riflessa si espande, dal punto di riflessione, secondo direzioni divergenti. Questo fenomeno contribuisce a ridurre l'intensità effettiva dell'onda riflessa dal suolo.

Per quanto riguarda l'attenuazione in funzione della distanza dall'emittente, si tenga presente che l'energia elettromagnetica emessa dall'antenna trasmittente si espande in tutte le direzioni sia pure con privilegio per quelle giacenti in un piano all'incirca orizzontale. Pertanto l'intensità del segnale decresce approssimativamente con il quadrato della distanza. Per esempio, raddoppiando la distanza, il segnale si riduce ad un quarto.

5 Rifrazione atmosferica

Sappiamo che la propagazione di un'onda TV o FM ha un comportamento molto simile a quello di un raggio luminoso. Questo, in realtà, è vero solo fino ad un certo punto. Infatti alle frequenze usate in TV ed FM la propagazione non segue rigorosamente una linea retta, ma subisce una parziale rifrazione. In un mezzo con costante dielettrica uniforme e permeabilità uniforme la propagazione seguirebbe una retta. Ma nella bassa atmosfera e nella troposfera, temperatura, pressione barometrica e contenuto di vapore acqueo generalmente diminuiscono al crescere dell'altitudine e di conseguenza la velocità di propagazione di un'onda elettromagnetica è maggiore alle forti altitudini. Ne consegue una leggera curvatura della traiettoria di propagazione a noi favorevole, cioè nel senso di avvolgere il pianeta. L'onda diretta giunge perciò a distanza maggiore di quella d'orizzonte.

L'entità della rifrazione dipende, come abbiamo visto, dalle condizioni dell'atmosfera, le quali condizioni — temperatura, pressione barometrica, percentuale di vapore acqueo, — variano con la stagione, con il giorno e la notte, con le condizioni meteorologiche. Pertanto, per poter calcolare preventivamente questo comportamento, si considera una « atmosfera standard » con valori medi dei parametri sopra descritti.

In definitiva, la previsione di dove arriverà un'onda elettromagnetica diretta, tiene conto di una propagazione in linea retta (linea ottica) con un raggio di curvatura della terra che è circa quattro terzi del suo valore reale.

6 Comportamento nelle bande UHF

La propagazione nello spazio di frequenze superiori a 500 MHz subisce teoricamente una minore attenuazione e quindi ad una data distanza dall'emittente abbiamo un campo più intenso a parità di potenza emessa. Queste alte frequenze sono però più sensibili agli effetti degli ostacoli materiali, le riflessioni non desiderate su superfici piane sono più forti e più nette e quindi sono più vistosi i fenomeni conseguenti di sovrapposizione di onde in fase o fuorifase, la rifrazione è minore e quindi le zone d'ombra, con intensità di segnale bassa, sono più numerose e più evidenti. Complessivamente, considerando tutti i fattori sopra accennati si conclude in pratica che in UHF, per avere una discreta intensità di segnale, a parità di altre condizioni, occorre all'emissione una potenza notevolmente maggiore di quella necessaria per frequenze più basse.

7 Accorgimenti per migliorare la ricezione

Per ottenere una buona ricezione in TV o FM, trascurando per ora le considerazioni relative all'apparecchio ricevente vero e proprio, occorre:

1) L'intensità del segnale in arrivo deve essere sufficientemente forte in valore assoluto;

2) il rapporto segnale/disturbo deve essere superiore ad un certo valore minimo e comunque il più alto possibile.

Per migliorare queste condizioni esposte, quando si è già fatto il possibile come scelta del tipo di antenna, ubicazione ed orientazione della stessa, si può procedere ad una amplificazione del segnale in arrivo mediante opportuni amplificatori con particolari caratteristiche. Tali amplificatori devono poter essere installati nelle immediate vicinanze dell'antenna ricevente, in modo da amplificare il segnale ricevuto e non i disturbi locali che possono venir captati dai conduttori di discesa. Il rumore di fondo proprio di questi amplificatori deve essere particolarmente basso per non contribuire ovviamente ad accrescere il livello del disturbo.

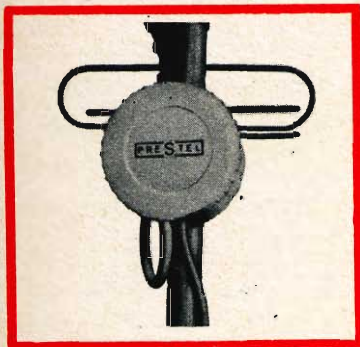
Caratteristiche accessorie, ma essenziali, sono poi la sicurezza di funzionamento, la stabilità nel tempo delle caratteristiche elettriche, la inalterabilità di fronte agli agenti atmosferici.

La PRESTEL ha una produzione, affinata e perfezionata da anni di esperienza e di studi, di amplificatori di antenna con ottime caratteristiche.

Tali amplificatori, contenuti in robusta custodia di nylon, e pertanto installati anche all'aperto sullo stesso supporto di antenna, sono equipaggiati con transistori e circuiti stampati a doppia faccia su supporto di vetronite. Con soli 12 V di tensione di alimentazione, hanno un consumo estremamente basso e possono essere alimentati a mezzo dello stesso cavo di discesa. Appositi raddrizzatori da collegare alla rete provvedono all'alimentazione, e possono essere permanentemente inseriti o possono venire messi in funzione con un automatismo all'accensione del televisore. Tali amplificatori forniscono un guadagno di parecchi dB risolvendo brillantemente nella maggior parte dei casi i problemi di cattiva ricezione dovuti a segnale troppo debole o a insufficiente rapporto segnale/disturbo.

Anche nei casi di impianti centralizzati di grandi edifici, la loro utilità è preziosa: anziché amplificare molto il segnale in arrivo e poi suddividerlo nelle varie colonne, conviene installare tali amplificatori per esempio in testa ad ogni colonna. In tal modo si evitano molte difficoltà dovute alla formazione di onde stazionarie, di inneschi conseguenti a trasferimenti indesiderati di energia per segnale troppo forte ecc.

D'ingombro assai ridotto e di prezzo modesto sono un complemento preziosissimo negli impianti TV ed FM quando le condizioni ambientali non sono ideali.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI

LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI.

AMPLIFICATORI A 2 TRANSISTORI

TR 2 — per UHF = guadagno 20 dB (10 volte)
TR 2 — per VHF = guadagno 30 dB (30 volte)
n. G.B.C. N/592-7

AMPLIFICATORI A 1 TRANSISTORE

TR 1 — per UHF = guadagno 14 dB (5 volte)
TR 1 — per VHF = guadagno 16 dB (6 volte)
n. G.B.C. N/592-8

NELLE ORDINAZIONI OCCORRE PRECISARE SEMPRE IL NUMERO DEL CANALE DESIDERATO

POSSONO FUNZIONARE CON QUALSIASI STABILIZZAZIONE O DIRETTAMENTE SULLA RETE.

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

A 3 N — Alimentazione normale
Accensione diretta - 220 V - 1,5 W c.a.
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
n. G.B.C. N/592-9

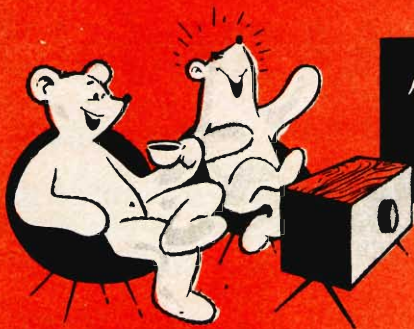
A 3 A — Accensione automatica a mezzo assorbimento TV (100-200 W)
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
Tensione stabilizzata con diodo Zener
n. G.B.C. N/592-10

MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

MA 1 — per UHF - VHF n. G.B.C. N/1272

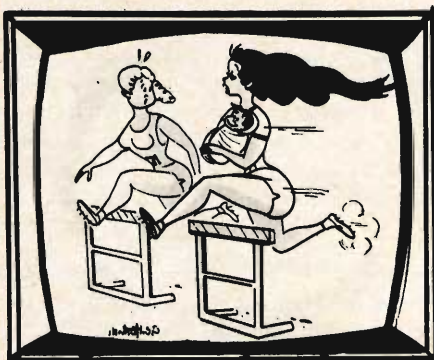
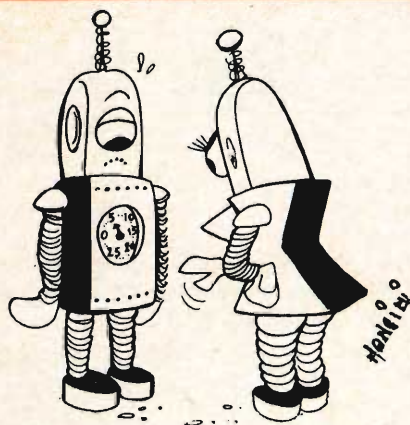
MA 2 — per I e III banda
A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.
n. G.B.C. N/1273

N/1274	MI 3	MISCELATORE UHF - VHF per esterno
N/1275	DM 1	DEMISCELATORE UHF - VHF volante
N/1276	T I 1	TRASLATORE DI IMPEDENZA UHF 75 - 300 Ω volante
N/1277	T I 2	TRASLATORE DI IMPEDENZA VHF 75 - 300 Ω volante

PRESTEL P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO

TELE-WEST

« Ma . . . Avvocato! ! . . . Come ha fatto mia moglie a finire nella Giuria?! . . . ».

TELE-WEST

« Maledizione, è la solita faticaccia giocare a dadi con 'sto miope di Smith! . . . ».

« Non son riuscita a trovare chi me lo tenesse! . . . ».

« Bugiardo! pretendi d'amarmi alla follia e la tua valvola di pressione segna solo cinque gradi! . . . ».

PONTE PER CAPACITÀ ED INDUTTANZE

I Parte

Viene esaminato il funzionamento di vari tipi di circuiti a ponte, utili per la misura di capacità ed induttanze e dei parametri relativi come angolo di perdita dei condensatori e fattore di merito delle bobine. Ha inizio poi la descrizione dei circuiti adottati per la realizzazione pratica di uno strumento di questo tipo.

Al tecnico elettronico accade molto spesso, nella quotidiana pratica di laboratorio, di dover determinare, con una sufficiente precisione, il valore di componenti elettronici, come condensatori ed induttanze, misure per le quali è necessario ricorrere ai circuiti a ponte.

Pensando di fare cosa grata a quei lettori che vogliono attrezzare un laboratorio di elettronica con strumenti da loro stessi costruiti, presentiamo un esempio di ponte C-L, da noi realizzato e collaudato, che offre sufficienti garanzie di precisione.

Con tale strumento è possibile misurare capacità da 10 pF a 10 μF ed induttanze da 100 μH a 100 H, con un errore che può essere contenuto, con una accurata taratura, entro il 3%; è così possibile ad esempio scegliere tra condensatori commerciali di poco costo e di valore poco preciso, condensatori di valore molto più preciso, oppure di determinare l'induttanza di bobine a radiofrequenza, o di induttanze di filtro, e di stabilirne la bontà.

Per la realizzazione pratica abbiamo scelto la versione a valvole, risultando in complesso più economica della versione transistorizzata, poiché utilizza come indicatore di zero un comune occhio magico, di costo molto minore dello strumento indicatore necessario nella versione a transistori.

Prima di procedere alla descrizione della costruzione dello strumento, riteniamo utile soffermarci sulla teoria generale dei circuiti a ponte.

IL CIRCUITO A PONTE

Il circuito a ponte è costituito in generale da quattro impedenze Z_1, Z_2, Z_3 e Z_4, disposte ai lati di un quadrilatero, come appare nella fig. 1.

La diagonale BD costituisce il ponte propriamente detto ed in essa è inserito uno strumento rivelatore di zero, mentre alla diagonale AC è applicata una tensione che, se i quattro rami del ponte sono costituiti da impedenze, è sinusoidale, mentre, se i quattro rami sono resistivi, può essere sia una tensione continua che sinusoidale.

Il ponte si dice in equilibrio quando nel collegamento BD non circola alcuna corrente: questa condizione impone evidentemente che i punti B e D siano equipotenziali, ed è quindi possibile affermare che la caduta di tensione nel ramo AB, determinata dalla corrente I_1, è uguale alla caduta di tensione nel ramo AD, provocata dalla corrente I_4, cioè:

$$\overline{V}_{AB} = \overline{V}_{AD}$$

dove $\overline{V}_{AB} = \overline{Z}_1 \overline{I}_1$ e $\overline{V}_{AD} = \overline{Z}_4 \overline{I}_4$

Analogamente per i rami BC e DC si può scrivere:

$$\overline{V}_{BC} = \overline{V}_{DC}$$

dove $\overline{V}_{BC} = \overline{Z}_2 \overline{I}_2$ e $\overline{V}_{DC} = \overline{Z}_3 \overline{I}_3$

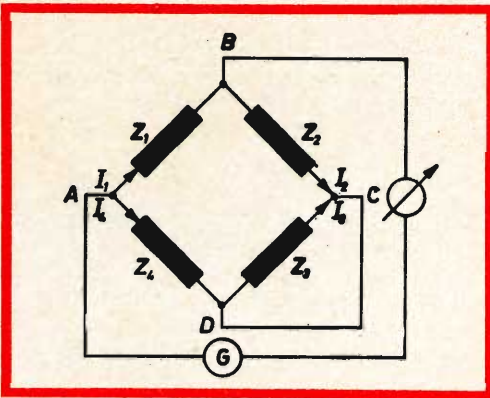



Fig. 1 - Esempio classico di un circuito a ponte costituito da quattro impedenze.

Inoltre, poiché nella diagonale BD non circola corrente, la corrente I_1 è uguale alla corrente I_2 e la corrente I_4 è uguale a I_3.

Calcolando il rapporto tra la tensione $\overline{V}_{AB}$ e la tensione $\overline{V}_{BC}$ ed il rapporto tra le tensioni $\overline{V}_{AD}$ e $\overline{V}_{DC}$ risulta:

$$\frac{\overline{V}_{AB}}{\overline{V}_{BC}} = \frac{\overline{V}_{AD}}{\overline{V}_{DC}}$$

e quindi

$$\frac{\overline{Z}_1 \overline{I}_1}{\overline{Z}_2 \overline{I}_2} = \frac{\overline{Z}_4 \overline{I}_4}{\overline{Z}_3 \overline{I}_3}$$

e poiché $I_1 = I_2$ e $I_3 = I_4$ si ottiene:

$$\frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_2} = \frac{\overline{Z}_4}{\overline{Z}_3}$$

ed in altra forma $\overline{Z}_1 \cdot \overline{Z}_3 = \overline{Z}_2 \cdot \overline{Z}_4$.

Si può pertanto concludere dicendo che quando il ponte è in equilibrio il prodotto delle impedenze dei rami opposti è costante.

Per azzerare il ponte, cioè per raggiungere l'equilibrio, occorre variare almeno una delle quattro impedenze sino a che lo strumento rivelatore indichi corrente nulla nella diagonale BD.

Al variare degli elementi costitutivi delle impedenze, il ponte assume denominazioni diverse: quando le quattro impedenze si riducono a sole resistenze, si ottiene il classico ponte di Wheatstone per resistenze; noi ci limiteremo però ad esaminare solo i ponti di Sauty, di Maxwell e di Hay, che abbiamo usato nello strumento da noi costruito.

Prima di procedere è però necessario definire alcune grandezze riguardanti i condensatori e gli induttori, e precisamente l'angolo di perdita ed il fattore di merito.

L'ANGOLO DI PERDITA DEI CONDENSATORI

Poiché il dielettrico di un condensatore possiede una resistenza non infinita, esso determina una dissipazione di potenza attiva e costituisce quindi una perdita per il condensatore stesso; tale perdita è schematizzabile mediante una resistenza posta in parallelo alla capacità ideale del condensatore, come appare nella fig. 2a.

Supponendo di applicare una tensione V ai morsetti del bipolo equivalente del condensatore, il diagramma vettoriale risulta come è riportato in fig. 2b.

L'angolo δ compreso tra il vettore che rappresenta la corrente totale I ed il vettore che rappresenta la corrente I_c del ramo capacitivo, definisce le perdite del condensatore, ed è tanto più elevato quanto maggiori sono le perdite. Più che il valore dell'angolo interessa però la sua tangente che assume l'espressione:

$$tg\ \delta = \frac{I_R}{I_c} = \frac{V}{R_p} \cdot \frac{1}{V \omega C} = \frac{1}{\omega C R_p}$$

Analogamente considerando un circuito equivalente tipo serie, le perdite del condensatore possono essere rappresentate mediante una resistenza R_s posta in serie alla capacità (fig. 3a).

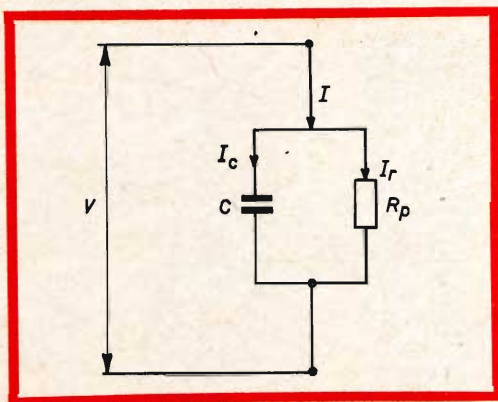



Fig. 2a - Rappresentazione schematica della perdita di un condensatore mediante un circuito parallelo.

La tangente dell'angolo complementare di δ definisce invece la bontà del condensatore, e prende il nome di « fattore di merito » o « coefficiente di bontà » del condensatore, e risulta essere:

$$tg\ (90 - \delta) = \frac{1}{tg\ \delta} = \omega C R_p = \frac{1}{\omega C R_s}$$

Fig. 3a - Circuito equivalente tipo serie.

Il diagramma vettoriale è rappresentato in fig. 3b, e da esso è ancora possibile ricavare l'espressione della tangente dell'angolo δ, che rappresenta le perdite:

$$tg\ \delta = \frac{V_R}{V_C} = R_s I \frac{\omega C}{I} = \omega C R_s$$

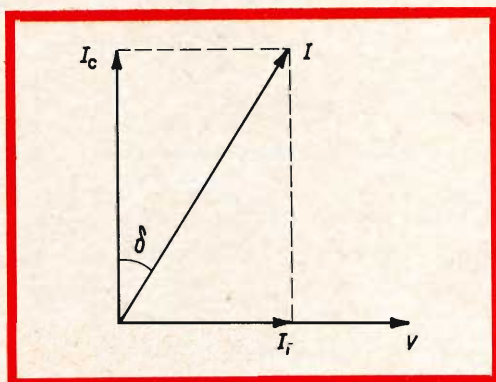
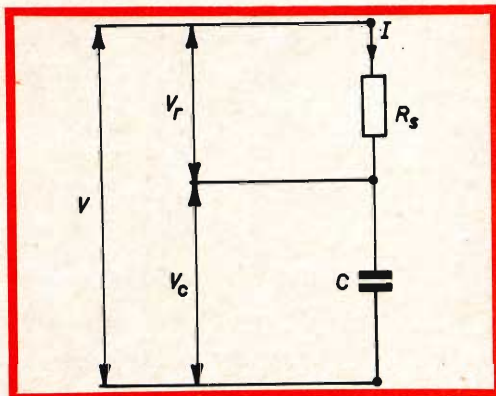



Fig. 2b - Diagramma vettoriale delle correnti circolanti nei due rami del bipolo di fig. 2a quando ai suoi capi è applicata una tensione V.

cioè l'inverso dell'angolo di perdita.

Comunemente però si preferisce dare per i condensatori il valore del **tg** δ, risultando il fattore di merito costituito da numeri molto elevati, lasciando il fattore di merito ad indicare la bontà delle bobine.

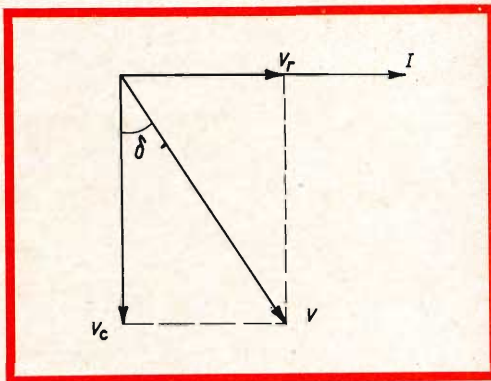



Fig. 3b - Diagramma vettoriale.

IL FATTORE DI MERITO DELLE BOBINE

Le bobine, essendo formate da spire di filo conduttore, possiedono una certa resistenza che costituisce un elemento dissipativo e quindi una perdita; è possibile quindi definire per le bobine un « coefficiente di bontà », o « fattore di merito », al pari di quanto fatto per i condensatori,

Fig. 4a - Dipolo equivalente, tipo serie di una bobina.

che generalmente viene indicato con la lettera « Q ». Considerando il bipolo tipo serie equivalente della bobina (fig. 4a), il diagramma vettoriale di fig. 4b porta a definire la tangente dell'angolo φ come rapporto tra la componente reattiva e la

Fig. 4b - Diagramma vettoriale.

componente resistiva; tale valore fornisce il « fattore di merito » **Q**.

Risulta:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{V_L}{V_R} = \frac{I\,\omega\,L}{I\,R_s} = \frac{\omega\,L}{R_s} = Q$$

In modo analogo per il circuito parallelo risulta, indicando con R_p la resistenza in parallelo all'induttanza:

Fig. 4c - Dipolo equivalente, tipo parallelo di una bobina.

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{I_L}{I_p} = \frac{V}{\omega\,L}\,\frac{R_p}{V} = \frac{R_p}{\omega\,L} = Q$$

Premesso tutto ciò, possiamo analizzare i diversi tipi di ponte che intervengono nello strumento.

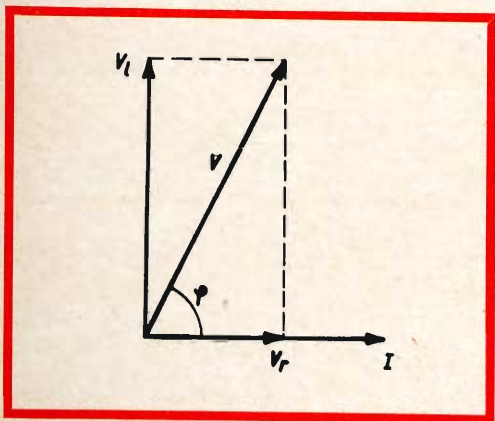
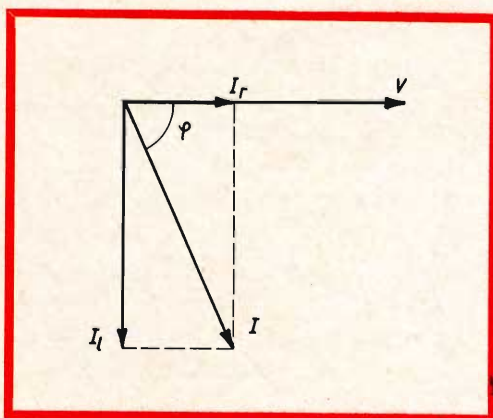



Fig. 4d - Diagramma vettoriale.

PONTE DI SAUTY TIPO SERIE

Per la misura di capacità ci si può avvalere del ponte di Sauty rappresentato in fig. 5; in questo tipo di ponte le perdite del condensatore sono rappresentate mediante una resistenza in serie, per cui esso prende il nome di ponte di Sauty serie. Tale circuito bene si presta per la misura di condensatori di buona qualità.

Il condensatore di capacità incognita è indicato con C_x, e la resistenza R_x ne rappresenta le perdite, il condensatore C campione e le resistenze R_3 e R_4 sono variabili.

A questo punto, per risolvere il circuito, introdurremo il calcolo simbolico che sfrutta le proprietà dei numeri complessi, invitando quei lettori che non hanno molta dimestichezza con tale metodo, ad interessarsi della risoluzione delle reti elettriche con il calcolo simbolico, che appartiene a quel bagaglio di nozioni indispensabili al tecnico elettronico.

Applicando la formula ricavata in precedenza e che esprime l'equilibrio del ponte, si ottiene:

$$Z_1 \cdot Z_3 = Z_x \cdot Z_4$$

dove

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_3 = R_3 - j\dfrac{1}{\omega C} \\ Z_x = R_x - j\dfrac{1}{\omega C_x} \\ Z_4 = R_4 \end{cases}$$

ricordando in generale che ciò che il numero immaginario j moltiplica, rappresenta la parte reattiva dell'impedenza.

Sviluppando i calcoli risulta:

$$R_1\left(R_3 - j\frac{1}{\omega C_3}\right) = R_4\left(R_x - j\frac{1}{\omega C_x}\right)$$

$$R_1 R_3 - j\frac{R_1}{\omega C} = R_4 R_x - j\frac{R_4}{\omega C_x}$$

Tale uguaglianza è soddisfatta solo se le parti reali dei due membri e le parti immaginarie sono uguali tra di loro; si ottengono pertanto le due espressioni:

$$R_1 R_3 = R_4 R_x$$

$$\frac{R_1}{\omega C} = \frac{R_4}{\omega C_x}$$

da cui si ricava

$$R_x = R_3\frac{R_1}{R_4}$$

$$C_x = C\frac{R_4}{R_1}$$

Come appare dai risultati, le equazioni che forniscono la capacità C_x e la resistenza R_x sono indipendenti dalla frequenza della tensione di alimentazione del ponte.

L'azzeramento del ponte avviene variando le resistenze R_4 e R_3 contemporaneamente.

L'angolo di perdita del condensatore è ricavabile dall'espressione

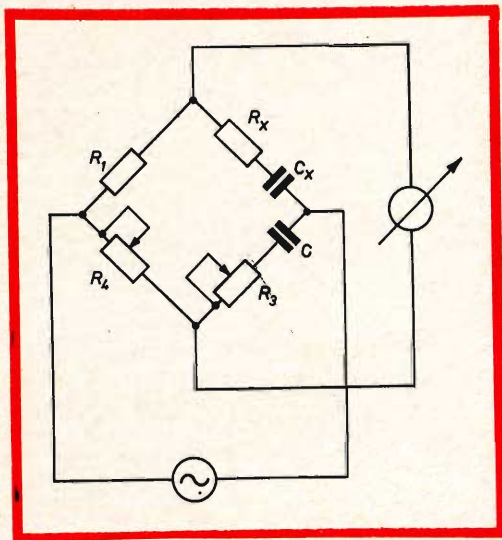



Fig. 5 - Ponte di Sauty serie.

$$\delta \simeq \operatorname{tg}\delta = \omega C_x R_x$$

poiché se l'angolo è piccolo si confonde con la tangente. Sostituendo a C_x e ad R_x i valori trovati risulta:

$$\delta \simeq \omega C R_3$$

PONTE DI SAUTY TIPO PARALLELO

Per la misura di capacità aventi perdite elevate è preferibile usare il ponte di Sauty tipo parallelo, poiché altrimenti occorrerebbero condensatori campioni di capacità troppo elevata. Il circuito è rappresentato in fig. 6.

Anche in questo caso applicando l'equazione di equilibrio, si ottiene:

$$Z_1 \cdot Z_3 = Z_x \cdot Z_4$$

dove
$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_3 = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_3} + j\,\omega\,C} \\ Z_x = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_x} + j\,\omega\,C_x} \\ Z_4 = R_4 \end{cases}$$

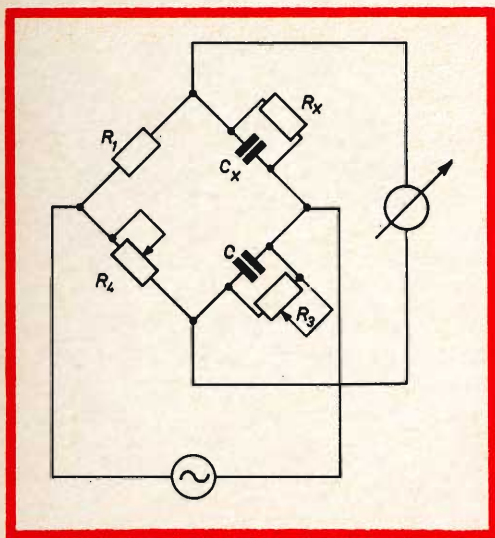



Fig. 6 - Ponte di Sauty parallelo.

Sostituendo si ha:

$$R_1 \frac{1}{\dfrac{1}{R_3} + j\,\omega\,C} = R_4 \frac{1}{\dfrac{1}{R_x} + j\,\omega\,C_x}$$

e rovesciando i due membri

$$\frac{1}{R_1}\left(\frac{1}{R_3} + j\,\omega\,C\right) = \frac{1}{R_4}\left(\frac{1}{R_x} + j\,\omega\,C_x\right)$$

$$\frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{R_3} + j\frac{\omega\,C}{R_1} =$$

$$= \frac{1}{R_4} \cdot \frac{1}{R_x} + j\frac{\omega\,C_x}{R_4}$$

uguagliando le parti reali e le parti immaginarie si ottiene:

$$R_1 \cdot R_3 = R_4 \cdot R_x$$

da cui

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_4} \qquad \text{e} \qquad \frac{\omega\,C}{R_1} = \frac{\omega\,C_x}{R_4}$$

da cui

$$C_x = C \frac{R_4}{R_1}$$

L'angolo di perdita è:

$$\text{tg}\,\delta = \frac{1}{\omega\,C_x\,R_x} = \frac{1}{\omega\,C\,R_3}.$$

PONTE DI MAXWELL

Per la misura dell'induttanza delle bobine, uno dei tipi di ponte più usati è il ponte di Maxwell rappresentato in fig. 7.

Dalla condizione di equilibrio si ricava:

$$Z_x \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4$$

dove
$$\begin{cases} Z_x = R_x + j\,\omega\,L\,L_x \\ Z_3 = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_3} + j\,\omega\,C} \\ Z_2 = R_2 \\ Z_4 = R_4 \end{cases}$$

e quindi:

$$(R_x + j\,\omega\,L_x) \frac{1}{\dfrac{1}{R_3} + j\,\omega\,C} = R_2\,R_4$$

$$R_x + j\,\omega\,L_x = \frac{R_2\,R_4}{R_3} + j\,\omega\,C\,R_2\,R_4$$

da cui, uguagliando le parti reali e le parti immaginarie, si ottengono le equazioni risolutive del ponte:

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3}$$

$$L_x = C R_2 R_4$$

Il fattore di merito della bobina diventa

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C R_3 \cdot$$

PONTE DI HAY

Quando le bobine da misurare sono di buona qualità, conviene usare, in sostituzione del ponte di Maxwell, il ponte di Hay, in cui la resistenza che compensa le perdite della bobina in misura è posta in serie al condensatore.

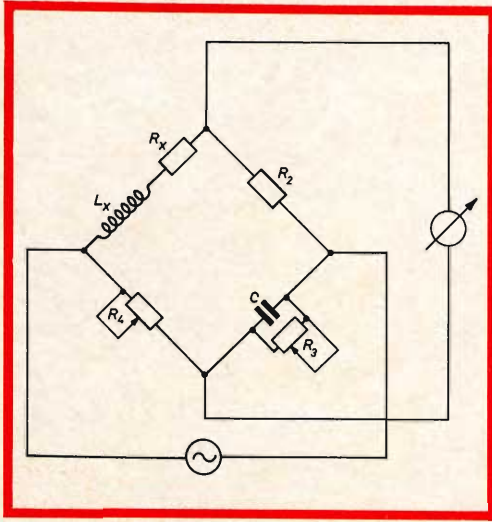



Fig. 7 - Ponte di Maxwell.

Il circuito è rappresentato in fig. 8.

Applicando l'equazione di equilibrio, si ottiene:

$$Z_x \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4$$

dove

$$\begin{cases} Z_x = R_x + j\,\omega\, L_x \\ Z_3 = R_3 - j \dfrac{1}{\omega C} \\ Z_2 = R_2 \\ Z_4 = R_4 \end{cases}$$

e quindi:

$$\left(R_x + j\,\omega\, L_x\right)\left(R_3 - j\frac{1}{\omega C}\right) = R_2 R_4$$

$$R_3 R_x + \frac{L_x}{C} + j\,\omega\, L_x R_3 - j\frac{1}{\omega C} R_x = R_2 R_4$$

Separando le parti reali e le parti immaginarie, si ha:

$$\begin{cases} R_3 R_x + \dfrac{L_x}{C} = R_2 R_4 \\ \omega L_x R_3 - \dfrac{1}{\omega C} R_x = 0 \end{cases}$$

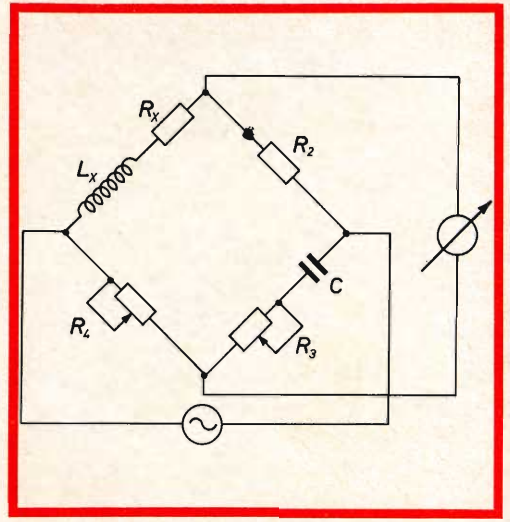



Fig. 8 - Ponte di Hay.

È questo un sistema a due equazioni nelle incognite L_x e R_x, e risolvendo la seconda equazione rispetto a R_x, risulta la seguente relazione:

$$R_x = \omega^2 C L_x R_3$$

che, sostituita nella prima equazione, fornisce:

$$L_x = C R_2 R_4 - C^2 R^2_3 \omega^2 L_x .$$

Il valore dell'induttanza incognita risulta quindi:

$$L_x (1 + \omega^2 C^2 R^2_3) = C R_2 R_4$$

$$L_x = \frac{C R_2 R_4}{1 + \omega^2 R^2_3 C^2}$$

Sostituendo ora tale valore nell'espressione ricavata in precedenza e che forniva R_x, si ottiene:

$$R_x = \frac{R_2 R_3 R_4 \omega^2 C^2}{1 + \omega^2 R^2_3 C^2}$$

Fig. 9 - Schema a blocchi del ponte C-L.

Analizzando i risultati ottenuti, si nota che sia L_x che R_x sono funzione della pulsazione ω; però se il fattore di merito della bobina è sufficientemente elevato, e questo accade facilmente perchè il ponte di Hay è destinato alla misura di bobine di buona qualità, si ottiene una notevole semplificazione dei risultati. Infatti, ricordando che il fattore di merito delle bobine è uguale a quello del condensatore campione C in presenza della resistenza R_3, risulta:

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{1}{\omega R_3 C}$$

e quindi:

$$L_x = \frac{C R_2 R_4}{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

Se sussiste la condizione $\frac{1}{Q^2} \ll 1$, è possibile trascurare il termine $\frac{1}{Q^2}$ rispetto alla unità, e quindi il valore di L_x risulta:

$$L_x = C R_2 R_4$$

IL CIRCUITO DEL PONTE C-L

Passiamo ora ad analizzare il circuito dello strumento da noi costruito, che può essere schematizzato con lo schema a blocchi rappresentato in fig. 9.

In esso si nota la presenza di un circuito « Oscillatore » che fornisce una tensione sinusoidale alla frequenza di 1000 Hz, con la quale si alimenta il circuito a ponte, dopo aver convenientemente ridotta l'impedenza di uscita del generatore mediante un amplificatore di potenza; la tensione prelevata ai capi della diagonale rivelatrice viene amplificata dallo stadio « Amplificatore » ed inviata al circuito « Rivelatore ». L'Alimentatore fornisce le tensioni di accensione dei filamenti e di polarizzazione delle valvole a tutti gli stadi. Con riferimento allo schema completo riportato in fig. 10, analizziamo separatamente il circuito di ogni stadio.

L'OSCILLATORE

Il circuito oscillatore è del tipo « a sfasamento »: esso è costituito dalla sezione pentodo della valvola V_1, in cui la tensione d'uscita, prelevata sulla placca, è riportata all'ingresso attraverso la rete RC, costituita dai condensatori C_1, C_2, C_3, e dalle resistenze R_1, R_2, R_3. Riportiamo, per comodità, in fig. 11 la parte del circuito interessata, ed indichiamo con V_p la tensione

Fig. 10 - Schema elettrico del ponte C-L.

presente sulla placca del tubo oscillatore, e con V_g la tensione applicata alla griglia dello stesso tubo.

In tale rete sfasatrice accade che ciascun gruppo C_1 R_1, C_2 R_2 e C_3 R_3, introduce una determinata rotazione di fase tra la tensione d'ingresso e la tensione d'uscita: così la tensione ai capi di R_1 è sfasata di un certo angolo rispetto alla tensione V_p, e così pure la tensione ai capi di R_2 rispetto alla tensione ai capi di R_1, e la tensione V_g rispetto alla tensione ai capi di R_2. Poichè i tre gruppi RC, che altro non sono che partitori « passa-alto », sono collegati in cascata, le rotazioni di fase si sommano e per una particolare frequenza lo sfasamento totale risulta essere uguale a 180°.

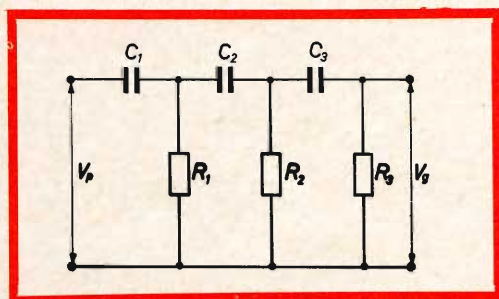



Fig. 11 - Rete sfasatrice del circuito oscillatore.

Ricordando allora che in un tubo la tensione di placca è sfasata di 180° rispetto alla tensione di griglia, accade che a tale sfasamento si somma la rotazione di fase introdotta dalla rete sfasatrice, per cui lo sfasamento complessivo tra la tensione V_g e la tensione che viene riportata alla stessa griglia è pari a 360°, cioè le due tensioni sono in fase. Pertanto se la tensione di griglia V_g per una perturbazione qualsiasi tende ad aumentare, ad essa viene a sommarsi una tensione in fase che favorisce tale aumento, ed il circuito inizia ad oscillare.

La frequenza delle oscillazioni risulta essere

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC};$$

poiché però la rete sfasatrice introduce una certa attenuazione, è necessario che il tubo oscillatore compensi tale diminuzione di segnale con una adeguata amplificazione, che, a conti fatti, risulta dover essere maggiore di 29. Inoltre, poiché la rotazione di fase di 180° si verifica per una sola frequenza e non per le armoniche di essa, la forma d'onda del segnale d'uscita è perfettamente sinusoidale.

La resistenza di catodo R_7 fornisce una conveniente controreazione di corrente che stabilizza le oscillazioni.

La tensione sinusoidale così generata viene applicata alla sezione triodo del tubo V_1, che costituisce uno stadio separatore ed abbassatore d'impedenza. Infatti sul circuito anodico del triodo è inserito un trasformatore in discesa, che presenta al secondario una bassa impedenza; l'uscita va poi ad alimentare una diagonale del ponte.

Il condensatore C_6, posto in parallelo al primario del trasformatore T_1, accorda il carico anodico dell'amplificatore alla frequenza di lavoro di 1000 Hz, onde eliminare eventuali armoniche.

IL CIRCUITO A PONTE

I tipi di ponte usati nello strumento sono: Sauty serie, Sauty parallelo, Maxwell e Hay, e sono ottenuti mediante l'azione combinata dei commutatori K_1 e K_2, mentre il commutatore K_3 inserisce, in un ramo del ponte, resistenze di valore diverso, corrispondenti alle varie portate del ponte.

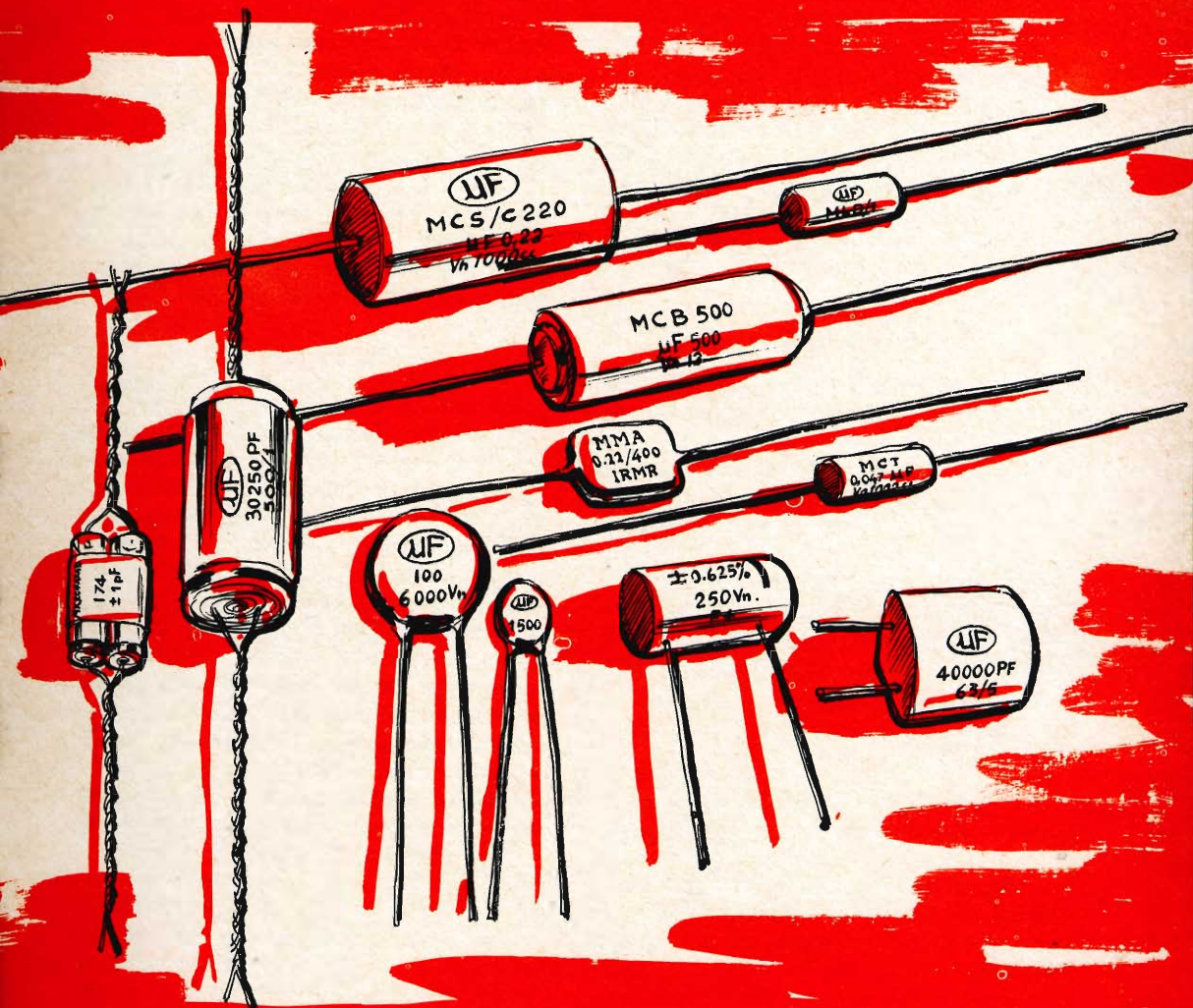
Il ponte di Sauty tipo serie è ottenuto collegando i punti A e D ed i punti B e C tra di loro, portando il commutatore K_2a-K_2b nella posizione rappresentata in figura 5, corrispondente ad un fattore di merito alto (Qa). La condizione di equilibrio fornisce il valore della capacità incognita

$$C_x = C\frac{P_1}{R}.$$

dove con R è indicata la resistenza inserita dal selettore di portata K_3, scelta tra le resistenze R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}.

Poiché C ed R sono di valore costante, è possibile tarare il potenziometro P_1 in valori di capacità, valori per i quali deve

MICROFARAD S.p.A.

Condensatori a carta, film poliestere, poliestere metallizzato, dielettrico doppio, polistirolo, policarbonato, condensatori ceramici per impieghi civili e professionali

Commissionaria di vendita:

DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.

Via M.E. Lepido, 178 - Bologna

Tel. 400312 (15 linee) - Telegr. e Telescrivente: telex 51042 Ducati

essere moltiplicato il fattore di moltiplicazione fornito dal selettore di portata.

Scegliendo il condensatore campione C = 10.000 pF ed i valori di R compresi tra 10Ω e 1 MΩ, con il potenziometro P_1 variabile tra 1 e 10 kΩ, la gamma coperta si estende da 10 pF a 10 μF. Le perdite del condensatore sono regolabili mediante il potenziometro P_2, il quale non è tarato in valori di tgδ, ma ne fornisce una indicazione qualitativa.

Quando il commutatore K_2a-K_2b è abbassato, il ponte si trasforma nel ponte di Sauty tipo parallelo, nel quale il potenziometro P_2 è posto in parallelo al condensatore campione C_7; tale posizione corrisponde ad un basso fattore di merito (Qb).

Il ponte di Maxwell è ottenuto collegando tra di loro i punti A e B ed i punti C e D, con il commutatore K_2a-K_2b abbassato cioè con il potenziometro P_2 in parallelo al condensatore campione C_7 (Qb). L'induttanza incognita è data dalla relazione:

$$L_x = C\,P_1\,R\,.$$

La posizione del cursore del potenziometro P_2 fornisce il valore del fattore di merito della bobina in misura; tale valore ha però solo un interesse relativo, in quanto esso è riferito alla frequenza di 1000 Hz, che in genere è diversa dalla frequenza di lavoro della bobina.

Quando il commutatore K_2 è alzato (Qa), il potenziometro P_2 viene a trovarsi in serie al condensatore campione C_7, trasformando così il ponte di Maxwell nel ponte di Hay.

IL RIVELATORE

La diagonale rivelatrice del ponte ha un punto collegato a massa, mentre il punto caldo è collegato, attraverso il condensatore C_8, al potenziometro P_3, che corrisponde al comando « SENSIBILITA' ». Il segnale è quindi inviato al circuito di griglia del primo stadio amplificatore, costituito dalla prima sezione del doppio triodo V_2, e quindi al secondo stadio costituito dalla seconda sezione di V_2. Quest'ultimo stadio di amplificazione possiede due uscite, una sulla placca ed una catodica; mentre la prima è collegata al circuito rivelatore, il segnale presente sul catodo, prelevato mediante il condensatore C_{10}, può essere inviato ad un rivelatore esterno. La resistenza R_{21} ha il compito di mantenere polarizzato il condensatore di accoppiamento C_{10}.

Il rivelatore vero e proprio è costituito dall'occhio magico V_3, in cui l'azzeramento del ponte è indicato dalla massima apertura della traccia luminosa. Il reostato R_{24} ne regola l'apertura di riposo.

Il rivelatore esterno, collegato all'uscita catodica di V_2, può essere, data la bassa impedenza d'uscita, un voltmetro a basso valore di fondo scala, oppure, e meglio, un voltmetro elettronico, un millivoltmetro, o un oscilloscopio. Poiché la frequenza di lavoro del ponte è di 1000 Hz, ed a questa frequenza l'orecchio umano è particolarmente sensibile, è possibile anche inviare l'uscita per il rivelatore esterno ad un normale amplificatore di bassa frequenza ed azzerare il ponte in base al suono ascoltato nell'altoparlante.

L'ALIMENTATORE

La sezione alimentatrice è costituita dal trasformatore T_2 a primario universale, che fornisce, con il secondario a bassa tensione, una tensione di 6,3 V per l'accensione dei filamenti delle valvole, mentre il secondario ad alta tensione, che alimenta il raddrizzatore Rd_1, fornisce la tensione continua di polarizzazione anodica. Il filtro a π costituito dai condensatori C_{12}, C_{13} e dalla resistenza R_{25} elimina dalla tensione continua il residuo dell'alternata presente all'uscita del raddrizzatore; la resistenza di caduta ha inoltre il compito di ridurre la tensione al valore voluto, che dopo il filtro risulta essere pari a 250 V, mentre la corrente continua assorbita è di circa 8 mA. La corrente alternata, misurata al primario del trasformatore, risulta di 50 mA, sotto la tensione di 220 V. Un fusibile da 0,2 A protegge lo strumento da cortocircuiti.

Si conclude così la parte teorico-introduttiva del ponte per capacità ed induttanze. Nel prossimo numero verrà pubblicata la parte pratica riguardante la realizzazione del circuito stampato ed il cablaggio relativo.

Ing. P. RICCI

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

STADIO DI USCITA DEL TIPO « PSEUDO PUSH-PULL »

(Da « Electrical Design News »)

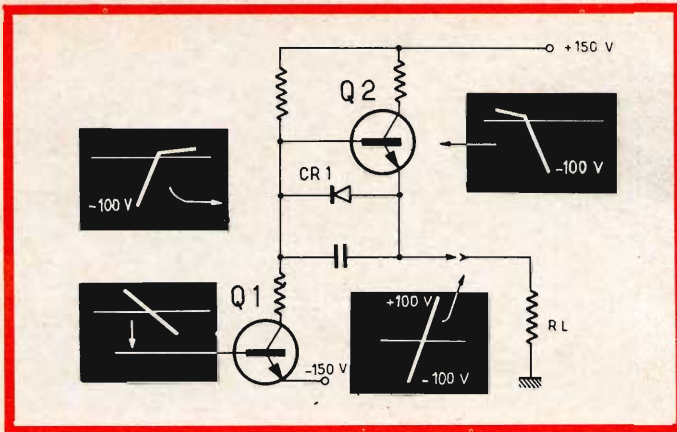
Nei circuiti degli amplificatori progettati per ottenere forti tensioni di uscita (dell'ordine dei cento volt), è pratica comune usare un determinato numero di transistori di potenza, collegati in modo da costituire un amplificatore in cascata.

Gli amplificatori di questo tipo — tuttavia — sono relativamente delicati agli effetti della messa a punto, specie a causa della difficoltà di appaiare i transistori per la simmetria delle loro caratteristiche di funzionamento.

Quest'ultima difficoltà assume importanza assai rilevante quando si tratta di realizzare circuiti di potenza o comunque di amplificazione funzionanti in controfase, e questo è proprio il motivo per il quale l'Autore ha studiato e realizzato il circuito « pseudo push-pull » il cui principio è esposto nello schema della figura.

I vantaggi di questo tipo di circuito sono numerosi, e tra essi emerge il fatto che possiede i medesimi pregi di uno stadio a « push-pull » di tipo complementare, pur consentendo la disponibilità in uscita di tensioni di ampiezza notevole.

Nei confronti dello stadio a simmetria complementare — tuttavia — questo circuito non necessita del solito stadio precedente e che funge da invertitore di fase. I due transistori usati, Q1 e Q2, sono polarizzati e collegati tra loro in modo tale che passano alternativamente dallo stato di conduzione a quello di interdizione, in funzione della polarità del segnale di eccitazione.

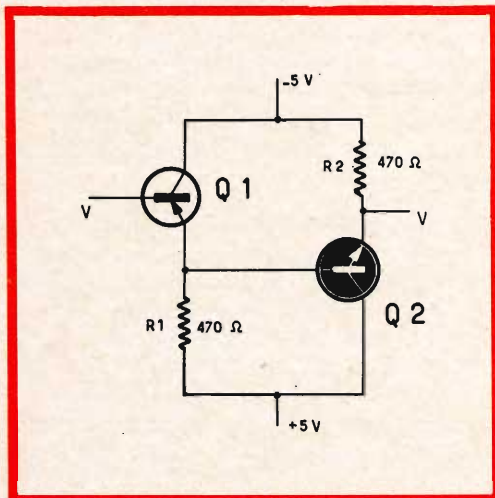
Di conseguenza, un segnale positivo applicato all'ingresso determina il passaggio di Q1 allo stato di conduzione, mentre Q2 passa in stato di interdizione. Non appena il segnale di ingresso assume invece una polarità negativa, le cose si invertono, per cui — mentre Q2 passa in stato di conduzione — Q1 entra immediatamente nello stato di interdizione. La resistenza di carico applicata all'uscita (RL) viene quindi percorsa alternativamente dalle correnti di collettore di Q1 (tramite il diodo CR1) e di Q2.

Circuito di principio dello stadio di uscita pseudo « push-pull ».

Nell'applicazione pratica di questo principio, considerata nell'articolo originale, si precisa inoltre qualche variante del circuito. Vengono inoltre forniti dati realizzativi e relativi alle possibilità di impiego del dispositivo.

ADATTATORE DI IMPEDENZA A GUADAGNO COSTANTE

(Da « Electronics »)

Con un circuito costituito da due stadi in cascata, di cui uno del tipo « p-n-p », ed uno del tipo « n-p-n », come nello schema della figura, è possibile realizzare un semplice dispositivo che può risultare di comodo impiego in varie occasioni.

In pratica, esso non è altro che un adattatore di impedenza, avente un guadagno pari all'unità, con una linearità di responso che si estende dalla corrente continua ad una frequenza di alcuni Megahertz.

Circuito elettrico dell'adattatore di impedenza a guadagno costante.

Normalmente, i due potenziali di + 5 e di — 5 volt devono essere regolati in modo da ottenere una differenza di potenziale identica tra base ed emettitore per i due transistori. Quando questa condizione sussiste, la differenza di ampiezza tra i segnali applicati all'ingresso, e quelli disponibili all'uscita, è inferiore al millivolt.

In alternativa, il guadagno è leggermente superiore a 0,98, e non diminuisce che di 3 decibel alla frequenza di 20 MHz. Usando dei transistori di tipo corrente, la resistenza di ingresso, con i valori riportati nello schema di principio, è di 65.000 ohm, contro soli 3 ohm di resistenza di uscita, in riferimento ad una frequenza del segnale di 50 kHz.

Se invece il valore delle resistenze collegate in serie ai due emettitori vengono portate al valore di 4.700 ohm (ossia dieci volte più elevato), l'impedenza di ingresso assume il valore di circa 500.000 ohm.

GENERATORE SCHMITT AD EFFETTO DI CAMPO

(Da « Electronics »)

Uno degli inconvenienti principali che caratterizzano i circuiti generatori di impulsi a transistori del tipo Schmitt consiste nel valore assai ridotto dell'impedenza di ingresso, ciò che ne impedisce l'impiego in numerose applicazioni.

Per ovviare a questo inconveniente, sono state proposte diverse soluzioni, una delle più semplici tra le quali consiste nell'impiego come stadio di ingresso di un transistore ad effetto di campo, come nel circuito qui riportato.

Agli effetti dei segnali di eccitazione, questo tipo di transistore si comporta esattamente come un diodo polarizzato in senso inverso, per cui il livello di soglia del segnale, che porta il transistore Q1 in stato di conduzione, viene determinato ad opera di una debole tensione positiva, che ammonta a circa 2 volt, e che può essere regolata mediante il potenziometro R2.

La parte restante del circuito è convenzionale. I due transistori sono accoppiati l'uno all'altro tramite la resistenza R4, comune ad entrambi nei circuiti di emettitore. La tensione di ingresso viene applicata tra base di Q1 e massa, tramite la capacità C, mentre la tensione di uscita viene prelevata dal collettore di Q2, ai capi della resistenza relativa di carico R7.

Questo secondo transistore viene polarizzato dalla caduta di tensione presente ai capi di R4, nonché tramite il partitore dinamico di tensione costituito da R3 (resistenza di carico di Q1), R5 ed R6.

L'articolo conclude precisando che — con un'alimentazione di circa dieci volt del circuito — il dispositivo è in grado di fornire impulsi di polarità positiva caratterizzati da un'ampiezza approssimativa di 9 volt, e di forma praticamente perfetta fino alla frequenza di circa 100.000 Hertz.

CONTROLLO FOTOELETTRICO DEI TELAI PER TESSITURA

(Da « Elctrical Design News »)

Nel campo dell'attività tessile, uno dei problemi di maggiore entità è costituito dalla frequente presenza di difetti o di interruzione nei numerosissimi fili che — elaborati dal telaio — costituiscono il tessuto in fase di fabbricazione. Ciò significa che — ogni qualvolta uno dei suddetti fili presenta un nodo, una qualsiasi imperfezione, o comunque un difetto o una interruzione, — è indispensabile arrestare il movimento della macchina, e procedere alla dovuta correzione.

Molti sono stati fino ad ora i sistemi di controllo adottati, alcuni dei quali sono

Schema del generatore Schmitt impiegante un transistore ad effetto di campo (Q1) come stadio di ingresso, per ottenere una impedenza di ingresso di valore elevato.

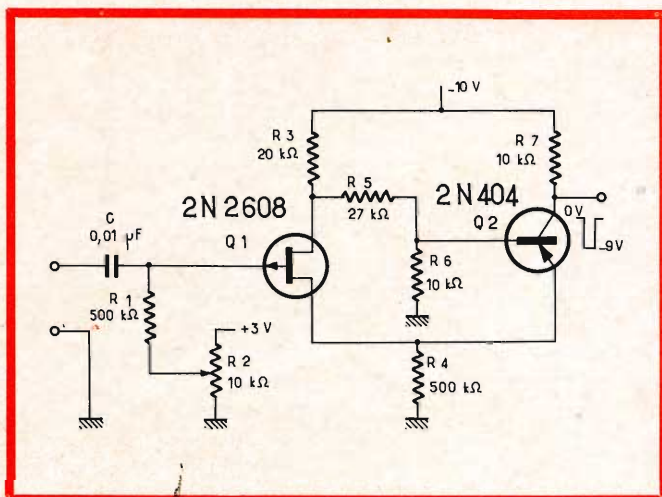
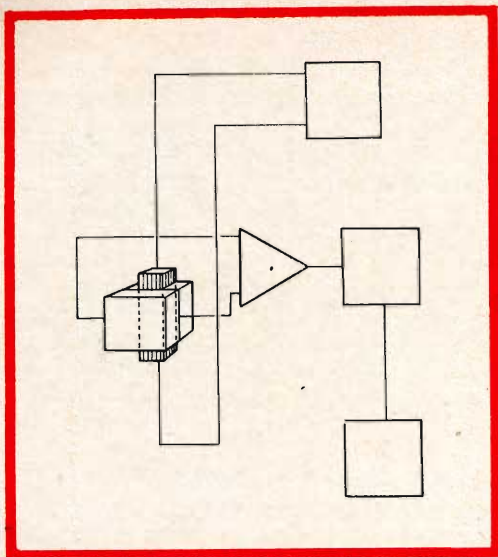



Grafico illustrante il principio di funzionamento del dispositivo di controllo fotoelettrico a raggi infrarossi, per telai di tessitura.

basati sulla presenza di una lampadina, che si accende automaticamente non appena un filo si interrompe in una determinata zona della stoffa in lavorazione, col contemporaneo arresto della macchina.

Il metodo proposto in questo articolo è illustrato in forma assai schematica nella figura riportata. Esso sfrutta la possibilità di due elementi fotosensibili per raggi infrarossi, e disposti con un angolo di 90° uno rispetto all'altro. Tale disposizione consente di rivelare la presenza di eventuali difetti in un filo che scorra con una velocità pari approssimativamente a 48 metri al secondo.

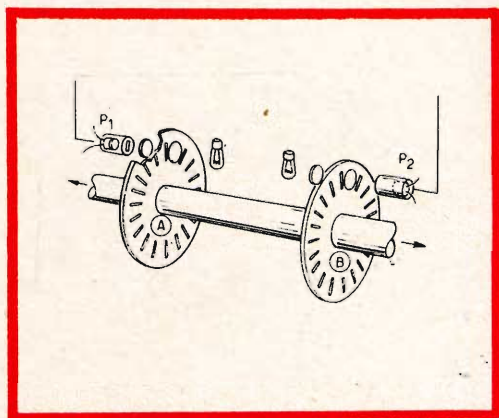
La prima delle due cellule fotoelettriche, facente capo ad un contatore (rappresentato dal quadrato in alto) rivela le irregolarità del filo di tessitura: la seconda, facente invece capo ad un amplificatore (rappresentato dal triangolo in figura), produce contemporaneamente un segnale che — applicato successivamente ad un multivibratore monostabile, mette in funzione un segnale di allarme (quadrato in basso).

Per evitare che le due cellule vengano influenzate dai raggi infrarossi presenti inevitabilmente nell'illuminazione ambientale, si fa uso di uno schermo a base di silicio, che intercetta i raggi luminosi della sorgente di illuminazione che eccita le fotocellule, ed arresta qualsiasi traccia di luce e di calore proveniente da lampade ad incandescenza esterne al dispositivo.

Un particolare sistema ottico permette di mettere a fuoco l'ombra del filo sotto controllo sulla superficie sensibile delle due cellule. Il contatore rappresentato dal quadrato superiore nella figura consente infine di totalizzare il numero delle rotture dei fili, al fine di correggere eventuali difetti della macchina.

MISURA DELLA COPPIA DI TORSIONE E DELLA VELOCITÀ DI ROTAZIONE DI ALBERI DI TRASMISSIONE

(Da « Electrical Design News »)

Eistono numerose industrie, come ad esempio le fabbriche di automobili, di motori, di macchine utensili, ecc., nelle quali è indispensabile effettuare la misura sia della coppia di torsione, sia della velocità di rotazione di alberi di trasmissione, per eseguire importanti misure di collaudo.

Disegno illustrante il principio di funzionamento del misuratore della coppia di torsione e della velocità di rotazione per alberi di trasmissione. P1 e P2 sono i due fotodiodi, che vengono eccitati dalle lampade — tramite i due condensatori ottici — attraverso le fessure praticate nei due dischi.

A tale scopo sono state create numerose apparecchiature, più o meno complesse e costose, nonché di difficile impiego e manutenzione.

L'apparecchiatura destinata a tali tipi di misure, e descritta nell'articolo che recensiamo, si presenta concettualmente semplice e di facile impiego. Essa consiste nell'impiego di due dischi recanti nelle fessure lungo la circonferenza, e di due lampade di eccitazione, che inviano raggi di luce a due fotodiodi (P1 e P2 nella figura). I due raggi di eccitazione — come pure i due elementi fotosensibili) sono disposti in posizione coassiale, per cui, in assenza di torsione dell'albero, e mentre questo è in rotazione, ciascuno dei due elementi emette impulsi di corrente che risultano tra loro in fase.

Non appena però l'albero di trasmissione — sul quale i due dischi forati sono applicati ad una certa distanza tra loro — subisce una torsione, gli impulsi emessi dai due fotodiodi risultano sfasati tra loro.
La misura di questo sfasamento, ed il conteggio degli impulsi provenienti da uno solo dei due dischi, consentono di misurare rispettivamente la coppia di torsione e la velocità di rotazione dell'albero.

Naturalmente, il sistema costituito dai dischi, dalle lampade e dai fotodiodi costituisce semplicemente il dispositivo di trasduzione necessario. Gli impulsi ottenuti vengono poi inviati ad una complessa apparecchiatura che li analizza, ne elabora i dati, e fornisce in uscita le misure richieste.

IL PROBLEMA DELLA TV A COLORI

(Da « Radio - Electronics »)

La televisione a colori è entrata approssimativamente in cinque milioni di famiglie americane, vale a dire in poco meno del 10% delle famiglie che posseggono un televisore.

Per quale motivo ciò non accade nel restante 90%.

Uno dei fattori che impediscono questo ulteriore sviluppo è indubbiamente il costo. Tuttavia, occorre considerare che — attualmente — sono disponibili in commercio negli Stati Uniti dei modelli di televisori a colori ad un prezzo persino inferiore a quello di alcuni modelli di alta classe funzionanti in bianco e nero, e — spesso — ad un prezzo inferiore a quello col quale, solo pochi anni orsono, venivano venduti dei ricevitori a schermo piccolo.

Se si chiede perché non acquistano un televisore a colori a quelle famiglie che possono notoriamente permetterselo, e che non lo hanno ancora fatto, la risposta è ormai diventata convenzinale: « non ci piacciono le immagini! I colori sono artefatti! »

La disapprovazione è ben fondata. Attualmente, il problema più grave e sentito della televisione a colori deriva da lievi sfasamenti cromatici che si verificano attraverso i tre circuiti che elaborano i segnali di crominanza, tra le emittenti, da una catena all'altra di pellicole, e persino tra una telecamera e l'altra nel medesimo studio. Indipendentemente dalla scrupolosità con la quale la fase cromatica viene regolata in ciascuna di esse, i pochi gradi di sfasamento che si verificano inevitabilmente determinano inconcepibili variazioni di colore sullo schermo.

Accadde infatti assai spesso che — non appena un telespettatore ha regolato il controllo della tonalità di colore in modo da ottenere visi di colore normale degli attori che si mostrano sul teleschermo — la regìa commuta la ripresa su un'altra terna di terna di telecamere, dopo di che i visi degli attori assumono una irreale colorazione verdognola. Una successiva commutazione delle telecamere al posto di ripresa rende poi i visi di colore viola, e così via.

Lo stesso colore della pelle umana costituisce una vera e propria difficoltà. Cosa accade ad esempio se un attore appare molto abbronzato? Oppure supponiamo che un ballerino sia momentanemente arrossato in seguito agli sforzi compiuti nella danza. In entrambi i casi, la regolazione della tonalità del colore non può mai essere precisa. In genere, prima che lo spettatore abbia avuto il tempo di regolare l'apposita manopola, la scena può essere cambiata,

per cui non è più possibile eseguire la correzione.

Vi è stata una tendenza a pretendere — almeno pubblicamente — che il problema non sussista nella realtà. Ciò nondimeno l'inconveniente si fa sentire, e sia i quotidiani, sia le riviste, hanno fatto e fanno frequenti pressioni all'industria affinchè il problema venga risolto.

Il provvedimento di cui la televisione a colori ha ora urgente necessità è un mezzo che stabilizzi rigorosamente il sincronismo della fase tra i segnali «burst» a 3,579.545 MHz tra tutte le telecamere, le catene di pellicole, le stazioni emittenti, le reti di distribuzione, i circuiti di elaborazione dei segnali di crominanza, ed i ricevitori. Almeni tre sono gli argomenti che sorgono spontanei, ma ve ne devono essere molti altri.

Una possibilità potrebbe consistere nel disporre un campione standard di colore, creando così un segnale di tinta standard. Il grafico potrebbe consistere in diverse barre, nei colori nero, giallo, nero, carne, nero, bianco e nero. Ogni gruppo di telecamere da studio dovrebbe essere regolato inizialmente in modo da riprodurre fedelmente i colori campione: oltre a ciò, si potrebbe dare ai tecnici della ripresa la possibilità di ritoccare la regolazione tra una ripresa e l'altra, onde mantenere una messa a punto corretta, l'Immagine campione potrebbe anche essere trasmessa all'inizio di ogni trasmissione e durante i relativi intervalli, onde dare anche ai telespettatori la possibilità di eseguire una corretta messa a punto del loro ricevitore. Indubbiamente il metodo sarebbe assai complicato, ma ciò nonostante realizzabile, con un po' di spirito di collaborazione e di pazienza.

Una seconda possibilità potrebbe consistere nell'adozione di un segnale standard alla frequenza di 3,579.545 MHz, irradiato da una apposita emittente del tipo WWV, e soggetto ad un rigoroso controllo della fase. Se la portante di crominanza fosse collegata a tutte le emittenti televisive a colori, con la provenienza da una sola sorgente, attraverso tutti gli Stati Uniti, una sola regolazione eseguita « una tantum » sul ricevitore dovrebbe essere sufficiente a mantenere costante la fedeltà cromatica dell'immagine riprodotta.

Una terza idea potrebbe consistere nell'impiego di un dispositivo che compensi automaticamente le variazioni di fase, direttamente nel ricevitore. Ciò eliminerebbe alcune difficoltà relative alle differenze di fase che si verificano in corrispondenza del punto di origine della trasmissione.

La soluzione del problema con un intervento sui ricevitori sarebbe ovviamente la più felice sotto ogni aspetto, sebbene si tratti di un palliativo, e non della vera e propria eliminazione dell'inconveniente.

Indubbiamente, potrebbero esistere numerose altre possibilità. L'importante non è come fare: consiste nel fatto che questo problema complica la progettazione e la realizzazione dei ricevitori a colori del domani.

In ogni modo, chiunque trovi una razionale soluzione per mantenere la fedeltà dei colori riprodotti, eliminerà uno dei motivi per i quali il grosso pubblico rifiuta per ora l'acquisto di un ricevitore a colori.

A questa nota, recentemente pubblicata su Radio Electronics, vorremmo aggiungere che il sistema NTSC, usato sia in America che in Giappone, è stato ampiamente discusso nel recente congresso internazionale, tenutosi ad Oslo tra la fine di giugno ed i primi di luglio.

Sebbene anche in questa occasione sembra non sia stato raggiunto un accordo definitivo agli effetti dell'unificazione dello standard da adottare in Europa, è auspicabile che la fretta di avere la TV a colori anche sul vecchio continente non ci faccia cadere nel medesimo errore.

In ogni modo, entrambi i sistemi PAL (il favorito per ora in Italia) e Secam 2°, non presentano l'inconveniente che caratterizza il sistema NTSC.

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **MARIANI M.** - Milano

Fonorelé selettivo

Per modificare l'accordo del fonorelé al quale fa riferimento è indispensabile agire sul trasformatore T *a circuiti accordati ed in modo particolare aumentando le spire dell'avvolgimento secondario. Naturalmente le condizioni di funzionamento ottimo per la frequenza di accordo che le interessa devono essere trovati sperimentalmente. Frequentemente senza ricorrere all'autocostruzione di tale trasformatore è possibile usarne taluni del commercio provandone tipi aventi caratteristiche differenti. Infatti in un'apparecchiatura similare, usando un trasformatore intertransistoriale ci è stato possibile ottenere l'accordo su* 800 Hz.

Le consigliamo la costruzione del fonorelé descritto sul n. 3/4-1962 *a pagina* 221 *il quale ha il vantaggio di poter essere accordato su qualsiasi frequenza con notevole facilità essendo sufficiente la sostituzione di pochi componenti magari mediante l'uso di un commutatore.*

Sig. **PANZERI L.** - Treviglio

Rivelatori di metallo

Sulla rivista abbiamo pubblicato diversi schemi relativi a dei rivelatori di metallo. Se la loro costruzione non presenta difficoltà eccessive in effetti risulta difficoltosa la loro messa a punto, dato che chi li realizza generalmente li destina ad usi differenti. Tale affermazione è confermata dal fatto che molti lettori ci hanno scritto di averli montati con loro grande soddisfazione ed altri invece hanno conseguito risultati negativi.

Dato che a lei manca il tempo per costruire una simile apparecchiatura evidentemente il suddetto problema non le si pone, d'altra parte la G.B.C. non produce apparecchi del genere essendo la loro richiesta alquanto limitata.

Risulta che degli avvisatori di prossimità, utilizzabili come apparecchiature di allarme, sono forniti dalla ditta Elettrocontrolli, Via del Borgo Bologna, alla quale può rivolgersi a mio nome.

Sig. **D'ARCANGELO M.** - Roma

Lampade ad incandescenza a transistor

Come è detto nella recensione dell'articolo pubblicato su Fairchild, per ottenere l'espansione sonora sono state usate delle comuni lampade ad incandescenza che dovranno essere collegate in parallelo all'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita. *Esse dovranno essere scelte sperimentalmente, caso per caso, fino a trovare un tipo che assorba l'intensità di corrente adatta, in modo che il filamento si accenda durante le punte di modulazioni. Evidentemente non bisogna attendersi dei risultati trascendentali, comunque esso dà luogo a degli effetti degni di nota.*

Il transistor 2N277 *(similare del tipo* 2N173, *se non identico) può essere richiesto al* servizio valvole della G.B.C. *od eventualmente alla rappresentante della RCA, società SILVERSTAR Via dei Gracchi* 20 *Milano.*

Sig. **ORTI NUMA** - Roma

Amplificatore di BF

Il circuito che ci ha inviato in visione in linea di massima è esatto ed il fatto che il complesso funzioni egregiamente fino ad una potenza di uscita dell'ordine dei 4 *o* 5 W *indicherebbe che il montaggio è stato effettuato in modo ortodosso. Considerato che ha effettuato tutti i controlli che noi gli abbiamo suggerito, ci sorge il dubbio che l'altoparlante usato non sia adatto a sopportare una potenza superiore a quella da lei indicata, d'altra parte il fenomeno che riscontra nelle valvole* 6V6 *è indice, se le stesse sono efficienti, che qualcosa nel circuito di alimentazione non è in regola (trasformatore di uscita compreso). È opportuno quindi un accurato controllo delle tensioni, comprese quelle di catodo, basandosi sui valori che certamente saranno in possesso di coloro che le hanno fornito lo schema.*

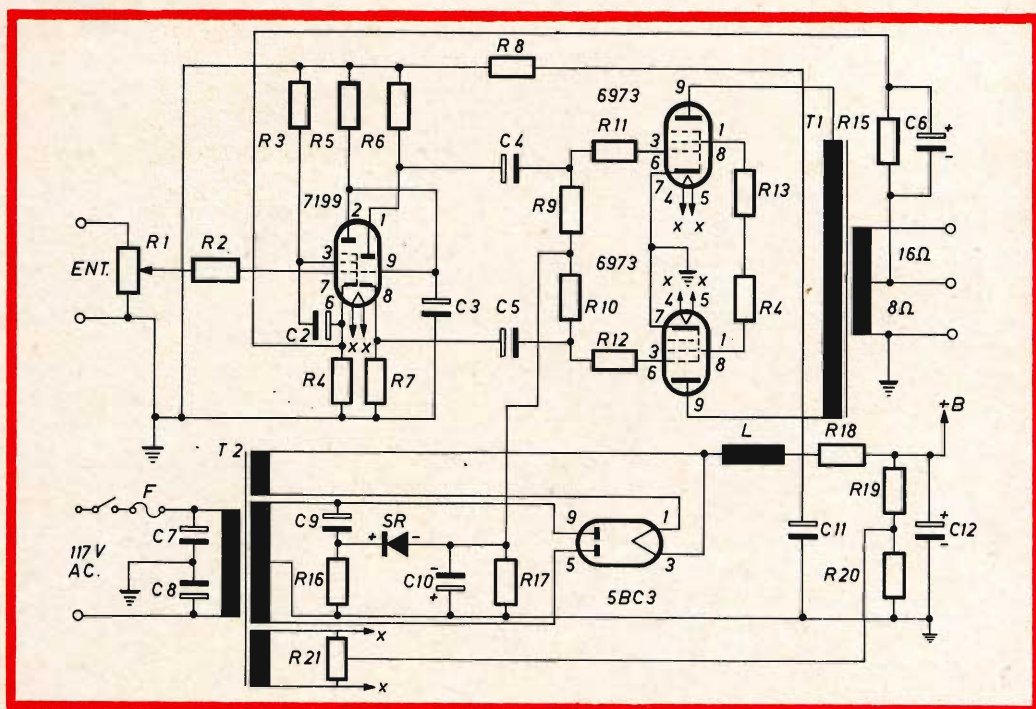



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore BF

Sulla rivista abbiamo pubblicato molti schemi del genere completi di dati i quali le avrebbero consentito di realizzare un amplificatore di più sicuro funzionamento; comunque in figura 1 ne riportiamo uno relativo ad un amplificatore simile al suo, adatto a fornire una potenza di uscita dell'ordine dei 15 W. *Il valore dei vari componenti è il seguente:*

C1 = 40 µF *elettrolitico,* 450 V; C2 = C4 = C5 = 0,25 µF *carta,* 400 V; C3 = 3,3 pF *ceramico,* 600 V; C6 = = 150 pF *ceramico,* 400 V; C7 = C8 = = 0,05 µF *carta,* 400 V; C9 = 0,02 µF *carta,* 600 V; C10 = 100 µF *elettrolitico,* 50 V; C11 = 80 µF *elettrolitico,* 450 V; C12 = 40 µF *elettrolitico,* 450 V; L = *Impedenza* 3 Hz, 160 mA, *resistenza inferiore a* 75 Ω; R1 = 1 MΩ, *controllo volume;* R2 = 10 kΩ, ½ W; R3 = 0,82 MΩ, ½ W; R4 = 820 Ω, ½ W; R5 = 0,22 MΩ, ½ W; R6 = = R7 = 15 kΩ, ± 5%, 2 W; R8 = = 3900 Ω, 2 W; R9 = R10 = 0,1 MΩ, ½ W; R11 = R12 = 1000 Ω, ½ W; R13 = R14 = 100 Ω, ½ W; R15 = = 8200 Ω, ½ W; R16 = 15 kΩ, 1 W; R17 = 68 kΩ, ½ W; R18 = 4.700 Ω, 2 W; R19 = 0,27 Ω, 1 W; R20 = 47 kΩ, ½ W; R21 = 100 Ω, ½ W *potenziometro regolatore del bilanciamento dell'hum;* SR = *Raddrizzatore al selenio* 20 mA, 135 V rms; F = *fusibile da* 3 A.

T1 = *Trasformatore di uscita, adatto per l'impedenza di uscita dell'altoparlante e* 6600 Ω *placca-placca dei due tubi finali.* 50 W. *Risposta in frequenza* 10 - 50.000 Hz. T2 = *Trasformatore di alimentazione primario universale o a* 220 V, *secondario* 360 - 0 - 360 V rms, 120 mA, 6,3 V 3,5 A; 5 V 3 A.

Sig. **DALMASSO B.** - Cuneo

Radiocomando

Su SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblicato parecchi articoli relativi ad apparecchiature per il radiocomando. Fra essi citiamo:

n. 12/1963 p. 982: *TX 10 - Trasmettitore monocanale a valvola* 27 MHz;

n. 12/1963 p. 987: *RX 10 - Ricevitore monocanale a transistor* 27 MHz;

n. 2/1964 p. 141: *Aereo Piper Vagabond controllato dal TX 10 e RX 10;*

n. 3/1964 p. 289: *Modello navale controllato dal TX 10 e RX 10;*

n. 4/1964 p. 381: *Ricevitore RX a 8 canali;*

n. 6/1964 p. 593: *RX multi 8 - la sezione relé;*

n. 12/1965 p. 1759: *TX ad 8 canali;*

n. 12/1965 p. 1791: *RX multi 8;*

n. 12/1965 p. 1797: *RX multi 8 - sezione relé;*

n. 2/1966 p. 199: *RX per radiocomandi;*

n. 2/1966 p. 211: *Servoamplificatore transistorizzato per radiocomandi.*

Altri circuiti sono stati illustrati nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO ed altri saranno pubblicati in seguito. I numeri arretrati possono essere richiesti alla nostra amministrazione attenendosi alla solita prassi.

Sig. **PACIFICO A.** - Foggia

Bibliografia sui multivibratori

Per approfondire le sue conoscenze sui multivibratori astabili, monostabili e bistabili le consigliamo i seguenti volumi:

Britton Chance, Hughes, Mac Nichol ecc. WAFEFORMS, *edito in lingua inglese dalla casa editrice* Mc. Graw Hill Book Company Inc. Londra e New York (*può essere richiesto tramite qualsiasi libreria internazionale*).

Quaranta-Righini-Rispoli - ELETTRONICA DEI TRANSIENTI - Editore Zanichelli Bologna.

Utilissimi i manuali del Prof. Dilda *di cui può richiedere il catalogo alla Editrice Universitaria* Levrotto & Bella, C.so Vittorio Emanuele 28, Torino.

Conta pose automatico

In figura 1, completo dei valori relativi ai componenti usati riportiamo lo schema di un ottimo apparecchio che consente di regolare automaticamente, e correttamente, il tempo di esposizione degli ingranditori tenendo conto del cambiamento di diaframma e della carta usata, descritto nel numero di Febbraio 1964 della rivista RADIO ELECTRONICS. Nello stesso una cellula fotoelettrica è montata in serie alla resistenza R17 da 5,1 MΩ. La griglia del triodo 12AU7 (1ª sezione) è collegata al punto centrale del divisore di tensione costituito dai primi due elementi. La cellula dovrà essere montata in modo da osservare la carta dimodocché la sua resistenza varia da qualche migliaio di Ω a più MΩ a seconda dell'intensità della luce riflessa dalla carta stessa.

In fig. 2 è riportata la curva che indica la variazione di tensione ai capi di J1 in funzione del tempo di esposizione.

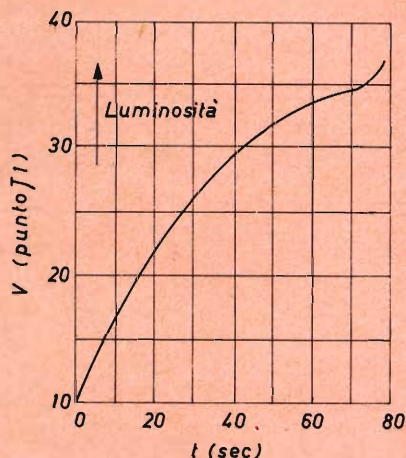



Fig. 2 - Variazione della tensione in funzione del tempo.

Delucidazioni maggiori potrà ottenerle richiedendo all'editore di RADIO ELECTRONICS, tramite una libreria internazionale copia della rivista in questione oppure, inviandoci l'importo prescritto, possiamo procurarle la rielaborazione dell'articolo in lingua francese.

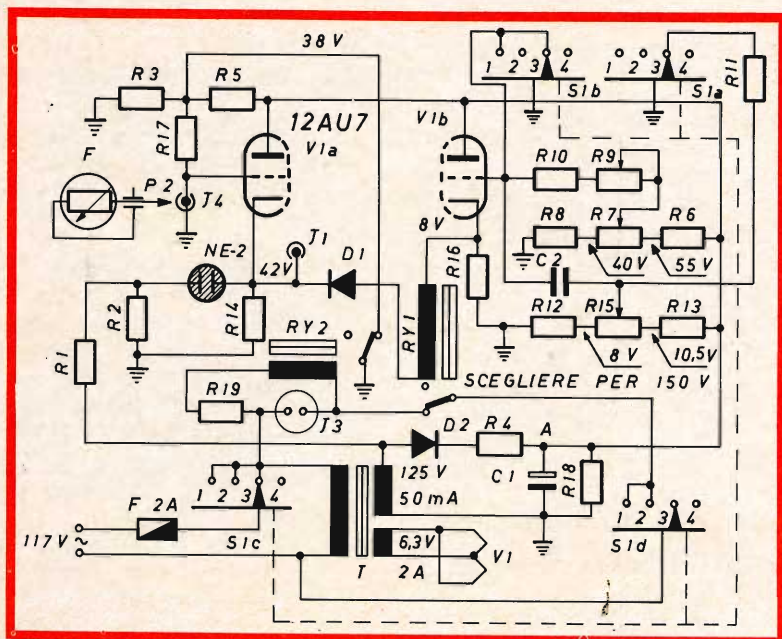



Fig. 1 - Schema elettrico del conta pose automatico.

Sig. **MAZZA G.** - Roma

Megaohmetro per la misura di valore di R elevati

Facendo seguito alla nostra precedente riserva in figura 1 riportiamo lo schema di un interessantissimo megaohmetro usabile anche come misuratore di isolamento e adatto alla misura delle resistenze comprese fra 1 megaohm e 100.000 megaohm.
Si tratta in definitiva di un comune voltmetro elettronico a corrente continua la cui tensione di alimentazione dell'ordine dei 100 V è stabilizzata ± 1%. La misura della resistenza è suddivisa in quattro gamme comprese fra: 1) 1 megaohm - 100 megaohm; 2) 10 megaohm - 1.000 megaohm; 3) 100 megaohm - 10.000 megaohm; 4) 1.000 megaohm - 100.000 megaohm.
Lo strumento, che deve essere del tipo ad ampia scala, può essere posto frontalmente all'apparecchio sensibilmente inclinato rispetto al piano dello chassis. La tabella di taratura è mostrata in figura 2. Le norme da seguire per la taratura sono le solite tenendo presente che il potenziometro R11 serve per la messa a zero dello strumento.

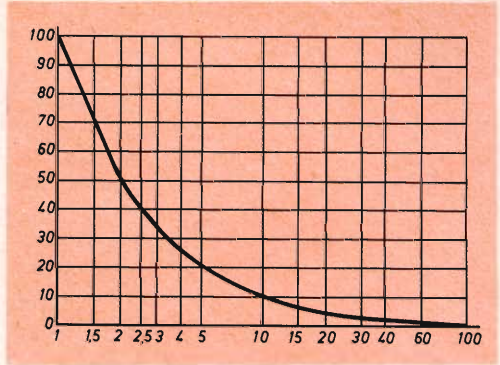



Fig. 2 - Tabella di taratura dello strumento.

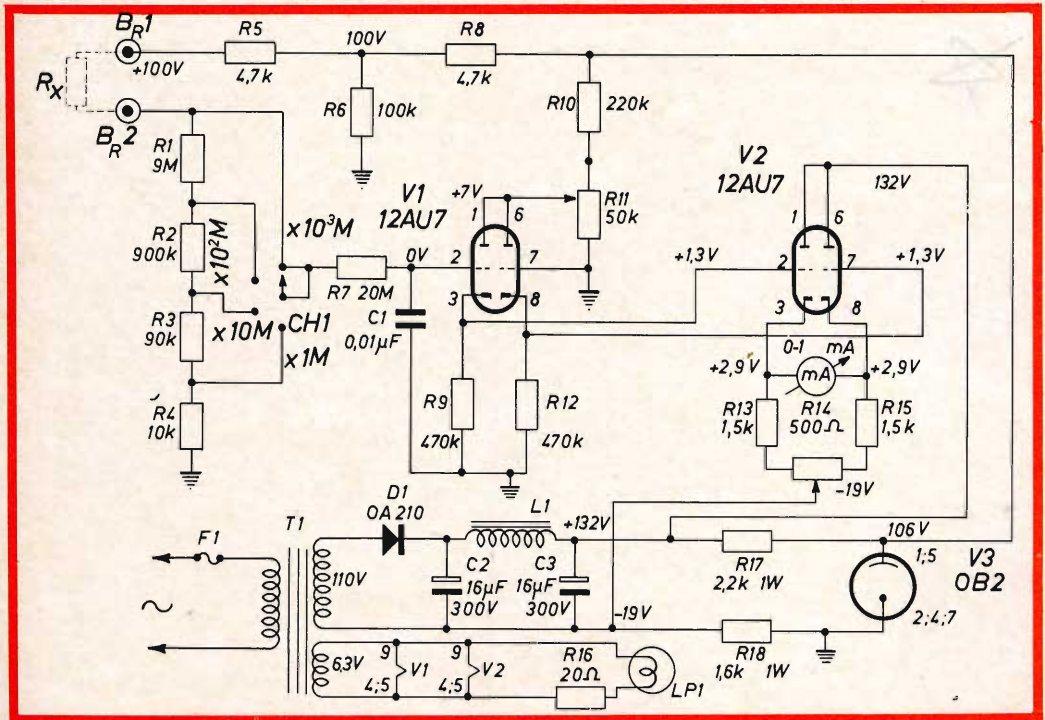



Fig. 1 - Schema elettrico del Megaohmetro.

Sig. **G. SALVAN** - Milano

Amplificatore selettivo ad 1 kHz

In fig. 1 è rappresentato lo schema di un amplificatore selettivo a 1 kHz. I due sistemi filtranti costituiti da R3, R4, C2 *e da* R6, C3 *e* C4, *che costituiscono rispettivamente un filtro passa-basso ed un filtro passa-alto, introducono, in presenza di un segnale avente la frequenza di* 900 *o di* 1100 *Hz, una attenuazione di un fattore approssimativo di circa* 40.

Il guadagno in tensione misurato tra la base del primo OC75 *e la resistenza di emettitore del secondo* OC71 *è di circa* 60. *Questo transistore (cioè l'*OC71) *è montato come emitter-follower e costituisce un carico costante per la rete dei filtri.*

La sensibilità dello strumento può essere regolata dal potenziometro R9 *e quella dell'altoparlante per mezzo del potenziometro* R11.

Il valore delle resistenze R18 *e* R19, R20 *e* R21, *è stato scelto in modo da stabilire un giusto compromesso tra la necessità di ottenere la stabilità termica dei transistori finali e quella di ottenere una sensibilità accettabile.*

Lo stadio finale è del tipo a simmetria completamente (single-ended) e impiega, allo scopo di evitare eventuali rotazioni di fase, un transistore del tipo PNP ed un altro del tipo NPN.

Valore dei componenti:

R1 = 33 kΩ; R2 = 18 kΩ; R3 = 1 kΩ; R4 = 1 kΩ; R5 = 3,3 kΩ; R6 = 1 kΩ; R7 = 2,7 kΩ; R8 = 15 kΩ; R9 = 10 kΩ; R10 = 10 kΩ; R11 = 10 kΩ; R12 = 3,9 kΩ; R13 = 27 kΩ; R14 = 8,2 kΩ; R15 = 2,7 kΩ; R16 = 220 Ω; R17 = 560Ω; R18 = R19 = R20 = R21 = 10 Ω.
C1 = 40 μF; C2 = 0,27 μF; C3 = 0,18 μF; C4 = 0,18 μF; C5 = 0,1 μF; C6 = 6,4 μF; C7 = 6,4 μF; C8 = 6,4 μF; C9 = 64 μF; C10 = 40 μF.

Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore selettivo.